ТИРИСТОРЫ

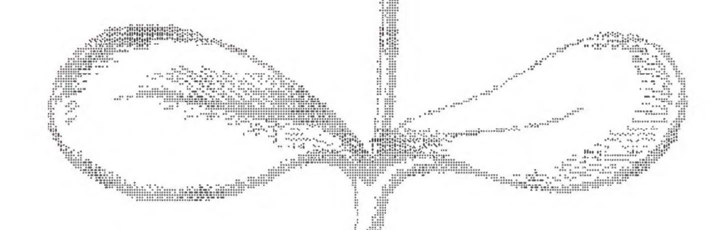
ТЕХНИЧЕСКИЙ СПРАВОЧНИК

ТИРИСТОРЫ

(ТЕХНИЧЕСКИЙ СПРАВОЧНИК)

Перевод с английского под редакцией
В. А. ЛАБУНЦОВА, С. Г. ОБУХОВА,
А. Ф. СВИРИДОВА

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ, ДОПОЛНЕННОЕ





«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1971

6П2.1.082
Т 44
УДК 621.314.5/6(083)

Тиристоры (Технический справочник). Пер.
Т 44 с англ., под ред. В. А. Лабунцова, С. Г. Обухова, А. Ф. Свиридова, Изд. 2-е, доп., М., «Энергия», 1971.

560 с. с илл.

Новый русский перевод выполнен с четвертого издания справочника по тиристорам фирмы Дженерал Электрик (второе издание которого было выпущено в 1964 г. на русском языке под названием «Кремниевые управляемые вентили — тиристоры») с добавлением ряда параграфов из аналогичного справочника фирмы Вестингауз. В книге рассматриваются теория работы и применение тиристоров — наиболее перспективных полупроводниковых приборов для техники преобразования тока и коммутации электрических цепей низкого напряжения.

Книга рассчитана на специалистов, работающих в области преобразовательной техники, электропривода, электрического транспорта, техники управления и т. д.

3-3-10
144-71 **6П2.1.082**

Silicon controlled rectifier manual, General Electric Co., 1967.

**ТИРИСТОРЫ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ СПРАВОЧНИК)**

Редактор *И. В. Антик*

Технический редактор *В. М. Скитина*

Корректор *И. А. Володяева*

Сдано в набор 29/V 1970 г. Подписано к печати 5/I 1971 г.
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 1
Усл. печ. л. 29,4 Уч.-изд. л. 36,24
Тираж 20 000 экз. Цена 2 р. 72 к. Зак. 1258

Издательство „Энергия". Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРОВ ПЕРЕВОДА

В конце 1957 г. фирмой Дженерал Электрик были выпущены первые промышленные образцы тиристоров — кремниевых управляемых вентилей. В СССР первые тиристоры были разработаны в 1959—1960 гг. За прошедшие с тех пор годы эти приборы нашли очень широкое применение в самых различных отраслях электроники и электротехники, и интерес к ним продолжает возрастать. Это объясняется целым рядом важных преимуществ, присущих этим приборам: малые удельные габариты и вес (на единицу мощности), весьма высокие допустимые напряжения и ток, высокий к. п. д., высокая механическая прочность, большой срок службы, сравнительно большой интервал рабочих температур [от $-(50\div60)$ до $+(100\div150)$°С в зависимости от типа], мгновенная готовность к работе, весьма высокие динамические параметры, характеризующие быстродействие, и др.

Многие из этих достоинств присущи полупроводниковым приборам вообще, однако тиристоры, являющиеся по своему принципу приборами ключевого действия, выгодно отличаются, например от транзисторов, значительно бо́льшими допустимыми напряжением и током и меньшей мощностью, необходимой для управления. Все это предопределило большой интерес к тиристорам со стороны сильноточной электротехники, в связи с чем сейчас тиристоры наряду с неуправляемыми полупроводниковыми вентилями являются основными элементами силовых преобразователей тока (выпрямителей, инверторов, преобразователей частоты, генераторов мощных импульсов и др.), применяемых в самых различных отраслях промышленности и транспорта. Вместе с тем тиристоры небольшой мощности с успехом используются в различных генераторах и преобразователях сигналов, импульсных устройствах, логических схемах и др. Это определяет интерес к тиристорам со стороны специалистов в области электронных устройств управления, промышленной автоматики и вычислительной техники.

Следует отметить, что термин «тиристор» сначала использовался для обозначения только кремниевых управляемых вентилей — трехэлектродных приборов с четырехслойной *p-n-p-n*-структурой, способных запирать ток в обратном направлении и запирать или под действием сигнала на управляющем электроде отпирать ток в прямом направлении. Однако в дальнейшем на базе четырехслойной *p-n-p-n*-структуры были разработаны и другие приборы: с двумя выводами, отпирающиеся в прямом направлении за счет превышения анодным напряжением определенного порогового значения (диодные однонаправленные тиристоры), управляемые светом (диодные и триодные фототиристоры), двухоперационные или полностью управляемые (которые с помощью сигналов на управляющем электроде можно не только отпирать, но и запирать), тетродные (с выводами от всех четырех слоев структуры). Дальнейшее развитие четырехслойной *p-n-p-n*-структуры привело к разработке приборов с пятислойной структурой *p-n-p-n-p* — двунаправленных (симметричных) ключей, которые могут запирать либо отпирать ток в обоих направлениях, причем отпирание может происходить «по аноду» (диодные ключи) или «по управляющему электроду» (триодные ключи); такие приборы в силу двунаправленного действия уже не могут называться вентилями.

Общей чертой всех названных приборов является регенеративный процесс отпирания, который обусловлен внутренней положительной обратной связью, присущей четырехслойной *p-n-p-n*-структуре. Эта положительная внутренняя обратная связь приводит к появлению отрицательного участка на вольт-амперной характеристике (для прямого направления, т. е. в одном квадранте характеристики для однонаправленных приборов, и для обоих направлений, т. е. в первом и третьем квадрантах характеристики для двунаправленных приборов). Это общее свойство определило целесообразность использования общего термина «тиристор» для обозначения всех приборов переключающего типа, выполненных на базе *p-n-p-n*-структуры (рекомендация Комитета 47 Международной электротехнической комиссии в октябре 1963 г.). Для обозначения отдельных представителей «семейства» тиристоров к этому термину добавляются слова «диодный», «триодный», «тетродный» (для характеристики числа выводов); «однонаправленный» или «однопроводящий» (либо «запирающий ток в обратном направлении»), «двунаправленный» или «двупроводящий» (для определения возможного направления протекания анодного тока); «однооперационный», «двухоперационный» (для характеристики способности управляющего электрода только отпирать либо как отпирать, так и запирать ток в силовой цепи); «фото-» (управляемый излучением) и т. д. Однако наиболее часто, если недоразумение исключено, термином «тиристор» обозначают «родоначальника» этого семейства — триодный однонаправленный однооперационный тиристор, который имеет наибольшее практическое значение.

Названные выше виды приборов не исчерпывают всех возможностей многослойных полупроводниковых структур и семейство тиристоров продолжает расти.

Все вышесказанное объясняет большой интерес к литературе по тиристорам со стороны широкого круга советских специалистов.

В 1964 г. издательством «Энергия» был выпущен перевод технического справочника фирмы Дженерал Электрик «Кремниевые управляемые вентили — тиристоры», который был выполнен со второго издания этой книги, выпущенного в США в 1961 г. В том же 1964 г. в США вышло третье издание справочника, весьма сильно переработанное и дополненное. Примерно тогда же в США вышел технический справочник по тиристорам фирмы Вестингауз. Учитывая необходимость ознакомления широкого круга советских специалистов с богатым опытом разработки и применения тиристоров за рубежом, издательство «Энергия» и редакторы первого русского перевода начали в 1965 г. подготовку нового издания технического справочника по тиристорам, намереваясь положить в его основу как третье издание справочника фирмы Дженерал Электрик, так и справочник фирмы Вестингауз. Задача осложнялась резко различным характером изложения большинства разделов в справочниках этих двух фирм. Внезапная смерть в декабре

1966 г. Артема Федоровича Свиридова, который был не только одним из редакторов перевода, но и его основным организатором и вдохновителем, весьма сильно замедлила работу по изданию справочника. Выпуск в 1967 г. в США четвертого издания справочника по тиристорам фирмы Дженерал Электрик, заметно переработанного по сравнению с третьим изданием, заставил пересмотреть весь подготовленный к этому времени перевод и дополнить его рядом новых разделов и параграфов, отсутствовавших ранее.

Таким образом, данное издание справочника является по сути дела полным переводом с четвертого издания справочника фирмы Дженерал Электрик с добавлением раздела по двухоперационным тиристорам (разд. 14), имевшегося в третьем, но исключенного в четвертом издании оригинала. В § 5-5, 11-2 и некоторых других использован материал третьего издания справочника на английском языке, где ряд вопросов был изложен несколько подробнее. Из списка литературы исключены изданные фирмой Дженерал Электрик в виде отдельных выпусков информации, каталоги и справочные материалы. При переводе из разд. 22 исключены справочные данные по некоторым типам тиристоров, не встречающимся в других разделах (однако полный перечень тиристоров, выпускаемых фирмой, приведен — см. § 22-1), и по диодам, габаритные чертежи корпусов вентилей и другие вспомогательные таблицы В § 1-4—1-7, 3-4 и 3-6 перевода использован материал справочника фирмы Вестингауз.

Следует отметить, что работа по переводу данного справочника осложнялась также отсутствием в русском языке установившейся терминологии и системы буквенных и графических обозначений, что связано с бурным развитием полупроводниковой преобразовательной техники. Выше в предисловии уже были приведены термины, принятые редакторами для обозначения различных представителей «семейства» тиристоров. Процессы перехода тиристора из состояния низкой в состояние высокой проводимости и обратно было решено называть «отпиранием» и «запиранием» соответственно, но не «включением» и «выключением» [1].

Полезно обратить внимание советского читателя на ряд моментов, характерных для современного состояния силовой преобразовательной техники в США, нашедших то или иное отражение в справочнике В качестве одного из основных параметров тиристоров, характеризующих их номинальную нагрузочную способность по току, используется действующее (а не среднее, как принято в СССР) значение тока (см., например, справочные данные в разд 22); это же значение тока берется за основу при расчетах допустимой рассеиваемой мощности и температуры перегрева (см разд. 3). Ряд параметров, сообщаемых фирмой-изготовителем в справочных данных по каждому типу тиристоров, включая самые мощные, указываются как предельно допустимые (граничные) подобно тому, как это принято в СССР для транзисторов и маломощных диодов. Параллельное соединение рекомендуется в справочнике лишь для наиболее сильноточных вентилей (так как взамен параллельного соединения нескольких приборов на меньший ток всегда лучше использовать один более сильноточный прибор). При этом выравнивание тока осуществляется в основном за счет использования предварительно подобранных вентилей, а применению индуктивных делителей тока уделяется относительно меньшее внимание (разд. 6). Триодные двунаправленные тиристоры («триаки») выпускаются в США лишь на токи до 10 *а* (в то время как в СССР подобные приборы серийно выпускаются на ток до 150 *а*) и применяются в основном в маломощных устройствах широкого назначения и бытовой технике (разд. 7). Отсутствие в четвертом издании справочника фирмы Дженерал Электрик раздела по двухоперационным тиристорам, бывшего в третьем издании, вызывает удивление и, по-видимому, в какой-то мере отражает трудности, встретившиеся при разработке силовых двухоперационных тиристоров.

Следует также отметить, что место, отведенное в справочнике примерам применения тиристоров в собственно силовых устройствах (возбуждение средних и крупных электрических машин, силовой вентильный привод постоянного тока, преобразователи для электрической тяги, автономные инверторы и преобразователи частоты различного типа для электродвигателей переменного тока, преобразователи частоты для индукционного нагрева, высоковольтные тиристорные преобразователи и др) представляется явно недостаточным. Вместо этого в справочнике сравнительно много внимания уделено применению тиристоров в маломощных устройствах широкого назначения и в бытовой технике (простейшие схемы привода небольшой мощности, стабилизированные источники питания, регулируемый обогрев помещений, темнители света и др.).

Отечественная электротехническая и электронная промышленность выпускает маломощные и силовые тиристоры с весьма широкой шкалой номинальных токов (от 50 *ма* до 500 *а*) и напряжений (до 1 500 *в*) Значительные успехи достигнуты и в части разработки и применения различного рода преобразовательных устройств, в том числе весьма мощных. Отечественная техническая литература в области преобразовательной техники и по тиристорам в частности в последние годы заметно пополнилась (например, можно отметить ряд книг, вышедших в серии «Библиотека по автоматике»). Тем не менее можно выразить уверенность в том, что знакомство с тиристорами и их применением по материалам одной из ведущих фирм США в достаточно полном и систематическом изложении будет полезным для советского читателя.

В переводе справочника принимали участие Л. Г. Саватеева, В. А Свиридов, А. Н. Уманский и канд. техн. наук С. Г. Обухов. Перевод разд 13 из третьего издания справочника Дженерал Электрик был просмотрен канд. техн наук Н. В. Хохловским, сделавшим ряд полезных замечаний Перевод разд. 4 из третьего издания был отредактирован канд. техн. наук Б. Я. Рувиновым Окончательное редактирование всех разделов перевода было выполнено канд. техн. наук В. А. Лабунцовым.

В заключение необходимо еще раз отметить роль покойного А Ф. Свиридова, который много сделал для развития в СССР силовой полупроводниковой техники.

Редакторы перевода

[1] Последние термины неудобны из-за их неоднозначности, так как слово «включен» в русском языке имеет также смысл «присоединен» или «подключен» (например «Тиристор включен последовательно с ...»).

Раздел первый

КОНСТРУКЦИИ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТИРИСТОРОВ

1-1. ВВЕДЕНИЕ

В соответствии с рекомендацией Международной электротехнической комиссии (МЭК) термин «тиристор» обозначает любой полупроводниковый ключевой прибор, два возможных состояния которого (запертое и открытое) обусловливаются регенеративной внутренней обратной связью в многослойной *p-n-p-n*-структуре. Тиристоры могут иметь два, три или четыре наружных вывода и могут проводить ток в одном (однопроводящие или однонаправленные, unidirectional) или в двух (двупроводящие, двунаправленные, bidirectional) направлениях.

Основой приборов с многослойной структурой является полупроводниковый диск (таблета), имеющий чередующиеся слои с *p*- и *n*-проводимостью.

1-2. ТИПЫ ТИРИСТОРОВ

Наиболее распространенным представителем семейства тиристоров является кремниевый управляемый вентиль[1] (иногда применяются сокращенные обозначения КУВ или ВКУ, английское название silicon controlled rectifier, SCR). Он относится к однопроводящим приборам (проводящее направление тока только от анода к катоду) и имеет три вывода (анод, катод и управляющий электрод), в связи с чем его полным названием в соответствии с рекомендацией МЭК является «триодный тиристор, запирающий в обратном направлении»[2] (reverse blocking triode thiristor).

К группе однонаправленных триодных тиристоров также относятся *полностью управляемый (иначе двухоперационный) тиристор* (gate turn-of switch — GTO или gate controlled switch — GCS), фототиристор или вентиль, управляемый светом (light activated silicon controlled rectifier — LASCR), и односторонний ключ (silicon unilateral switch — SUS). Тетродный тиристор, запирающий в обратном направлении, т. е. тетродный однопроводящий тиристор[3] (silicon controlled switch — SCS), имеет два управляющих электрода. Примером диодного тиристора, запирающего в обратном направлении, является переключающий диод, иначе динистор (Shockley diode).

Двунаправленными тиристорами называются полупроводниковые приборы с многослойной структурой, которые могут проводить ток в любом направлении; к числу таких приборов относятся выпускаемый промышленностью двунаправленный триодный тиристор[4] (triac — от слов «triode» и «alternating current») и двусторонний ключ (silicon bilateral switch — SBS).

---

[1] В отечественной литературе термином «вентиль» принято называть приборы, обладающие односторонней проводимостью (Прим. редакторов перевода.)

[2] В данном справочнике, как и обычно в отечественной и зарубежной литературе, этот тип прибора, если недоразумение исключено, называется просто тиристором. (Прим. редакторов перевода.)

[3] В зарубежной и отечественной литературе иногда используется не очень удачный термин «бинистор» (Прим. редакторов перевода.)

[4] В отечественной литературе такие тиристоры часто называются симметричными или «симмисторами». (Прим. редакторов перевода.)

1-3. КОНСТРУКЦИИ ТИРИСТОРОВ

Успешная и надежная работа тиристора определяется уровнем его разработки и технологией. Технологические методы, выбираемые для различных типов тиристоров, зависят от назначения и ожидаемых условий их работы. Например, тиристоры на ток 70 *а*, предназначенные для военной аппаратуры и тяжелых окружающих условий, могут существенно отличаться от тиристоров на 6 *а* с двунаправленной проводимостью, выпускаемых для широкого потребления.

«Сердцем» тиристора является многослойная структура из материала с чередующимися слоями, имеющими *p*- и *n*-типы проводимости. Почти всегда используется кремний, хотя в принципе можно получить структуру на основе германия. Многослойные структуры могут быть изготовлены различными методами в зависимости от назначения, желаемых электрических характеристик и мощности приборов. Чаще других используются сплавная, диффузионно-сплавная, диффузионная или планарная технология. На рис. 1-1 показан разрез структуры, полученной по диффузионной, а на рис. 1-2 — по диффузионно-сплавной технологии.

При планарной технологии все *p-n*-переходы формируются на одной стороне кремниевой таблеты. Принципиальное преимущество заключается в том, что образование переходов происходит под тонким слоем двуокиси кремния, выращиваемой на поверхности перед началом диффузии и защищающей переходы от поверхностных загрязнений и влаги («планарная пассивация»), рис. 1-3. Недостаток планарной технологии — больший удельный расход кремния на 1 *а* тока и большее количество технологических операций. Такая структура наиболее подходит для производства слаботочных приборов, где на одной пластине можно получить большое число структур.

Если прибор должен работать в широком диапазоне окружающей температуры или с повторяющимися термоциклами, структура должна быть запаяна твердым припоем между парой пластин с подобранными температурными коэффициентами, из которых одна затем припаивается к медному основанию, обычно выполненному в виде головки болта. Это основание должно иметь хороший тепловой контакт с теплоотводом, для чего резьбовая часть основания вворачивается в радиатор или присоединяется к нему с помощью гайки. Применение твердых припоев в описанной конструкции обычно уменьшает вероятность термической усталости, нарушающей контакт между пластиной и медным основанием, если тиристор подвергается действию термоциклов. По этой же причине такая пайка используется и между катодной пластиной и выводом катода. На рис. 1-4 показан разрез конструкции мощного тиристора, устойчивого к тепловой усталости.

В другой конструкции вольфрамовые (или молибденовые) диски, припаянные с обеих сторон полупроводниковой структуры, не припаиваются, а плотно прижимаются к медным пластинам. Усилие нажатия, которое необходимо для хорошего электрического и теплового контакта, может быть обеспечено как внутренним путем т. е. самой конструкцией корпуса, так и внешним, т. е. при монтаже тиристора между теплоотводами. Преимуществом последнего способа

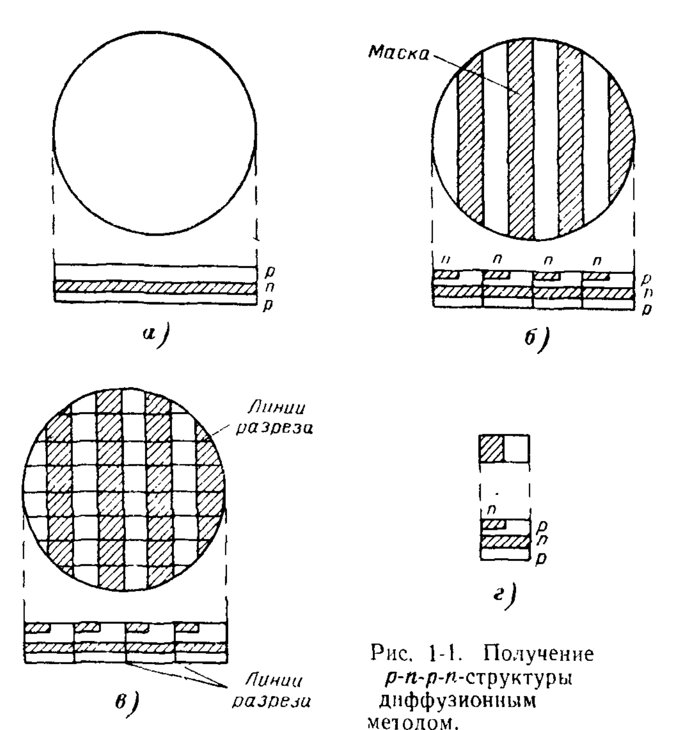


Рис. 1-1. Получение *p-n-p-n*-структуры диффузионным методом.

а — таблетка с *p-n-p*-структурой после первой диффузии; *б* — таблетка с *p-n-p-n* струкгурой после второй диффузии; *в* — подготовка таблетки к резке, *г* — готовая *p-n-p-n* структура.

является возможность охлаждения структуры с обеих сторон и улучшение теплоотвода. На рис. 1-5 показана конструкция с прижимными контактами, которая удобна для двустороннего воздушного или водяного охлаждения. На рис. 1-6 показана типовая кон-

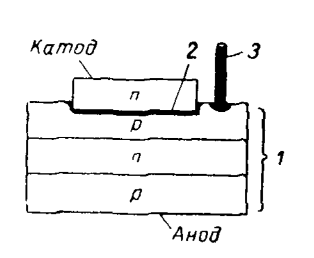


Рис. 1-2. *p-n-p-n*-структура, полученная диффузионно-сплавным методом.

1 — *p-n-p* таблетка, полученная двусторонней диффузией; *2* — катодный слой, полученный вплавлением в *p-n-p*-таблетку металла, дающего примесь *n*-типа; *3* — припаянный вывод управляющего электрода.

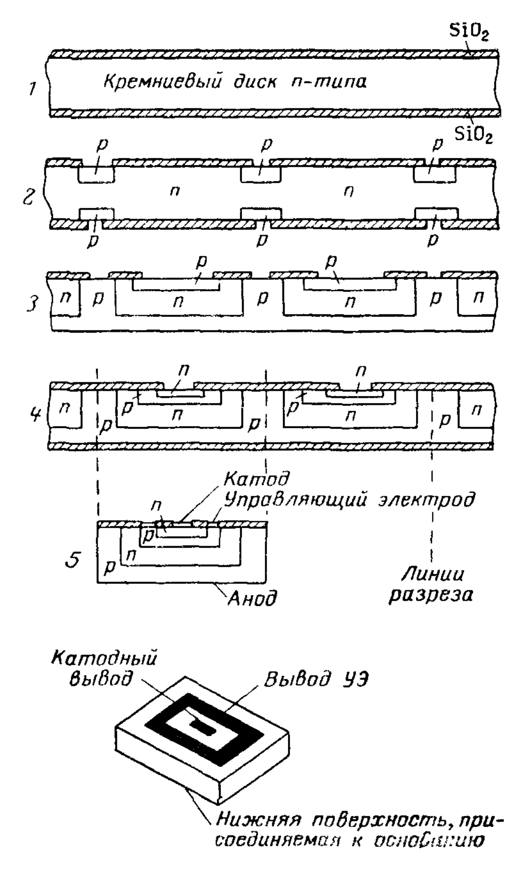


Рис. 1-3. Планарная технология получения *p-n-p-n*-структуры (размеры для наглядности увеличены).

1 — образование слоев SiO_2, *2* — протравливание окон в оксидном слое и диффузия *p*-примеси; *3* — удаление нижнего оксидного слоя, протравливание новых окон и повторная диффузия *p*-примеси. *4* — восстановление оксидного слоя, протравление новых окон и диффузия *n*-примеси; *5* — резка на отдельные таблетки, металлизация контактных слоев и присоединение контактов.

струкция радиатора для принудительного двустороннего воздушного охлаждения.

Если тиристор проектируется для эксплуатации в легких промышленных или бытовых устройствах, условия окружающей среды обычно характеризуются ограниченными колебаниями температуры и отсутствием термоциклов с предельным изменением температуры. В этих случаях полупроводниковую структуру можно монтировать непосредственно на медном основании, используя специальный оловянисто-свинцовый припой. Слой такого припоя поглощает механические усилия, обусловленные разными температурными коэффициентами расширения кремния и меди. Такая мягкая пайка удовлетворительно работает при умеренных перепадах температур и свободна от термической усталости. Описанная конструкция не

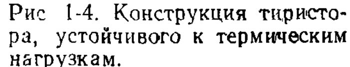


Рис 1-4. Конструкция тиристора, устойчивого к термическим нагрузкам.

1 — резиновая изоляция, *2* — герметичные впаи, *3* — сварной шов; *4* — сталь; *5* — приварка к меди; *6* — плетеный вывод, *7* — вывод управляющего электрода и катодный вывод для цепи управления, *8* — ввод через сварную трубку; *9* — керамика; *10* — спай вольфрама и меди твердым припоем; *11* — подсборка полупроводникового элемента.



Рис. 1-5. Тиристор на 230 *а*, выполненный в корпусе с **нажимными** контактами.

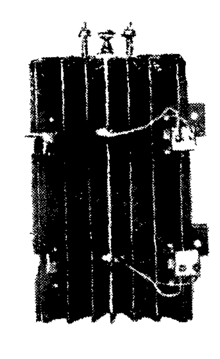


Рис. 1-6 Типовое использование тиристоров с нажимными контактами в радиаторе с двусторонним воздушным охлаждением.

только снижает стоимость прибора, но и уменьшает тепловое сопротивление между полупроводником и медью, облегчая отвод тепла.

Поскольку планарная технология по самой своей сути дает лучшую защиту полупроводника от окружающей среды, необходимость в дорогостоящих сварных стеклянно-металлических конструкциях корпусов часто отпадает. Планарная структура заключается в пластмассовый монолит, сваренный под давлением, который обеспечивает высокую механическую прочность тиристора. На рис 1-7 показан разрез планарного тиристора на 2 *а*.

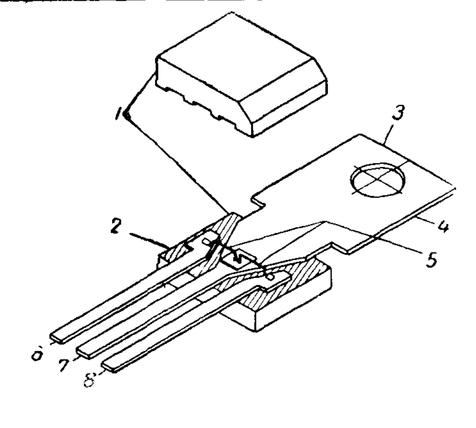


Рис. 1-7. Конструкция планарного тиристора типа С106

1 — части пластмассового корпуса; *2* — планарная кремниевая структура; *3* — медные электроды штампованные из ленты, *4* — теплоотвод и анодный вывод *5* — соединяющие проводники из золота; *6* — катод; *7* — анод; *8* — управляющий электрод.

1-4. ПРОЦЕССЫ ПРИ ОБРАТНОМ НАПРЯЖЕНИИ НА *p-n*-ПЕРЕХОДЕ

Когда на *p-n* переход подается небольшое обратное напряжение смещения, то проходящий через переход слабый ток складывается из двух составляющих. Одна из них называется током насыщения и зависит от типа используемого материала. В кремнии она очень незначительна Другая составляющая является током термогенерации и обусловливается процессами освобождения и захвата носителей в так называемых центрах рекомбинации в пределах запирающего слоя полупроводника. В кремнии при комнатной температуре вторая составляющая является преобладающей.

С увеличением запирающего напряжения поле, приложенное к переходу, также увеличивается. Оно ускоряет носители зарядов в области перехода, в результате чего они приобретают энергию, достаточную для образования новых электронно-дырочных пар, что увеличивает ток через переход. Коэффициент размножения носителей, вызванный данным процессом, обозначается буквой *M*.

По мере того как напряжение в кремниевом переходе нарастает, процесс размножения носителей зарядов усиливается, и последние уже на небольшом участке своего пробега приобретают энергию, достаточную для генерации большего количества новых носителей. Когда такое условие будет достигнуто, ток нагрузки быстро возрастет, будучи ограничен только сопротивлением внешней цепи Этот процесс называется лавинным пробоем перехода.

На рис. 1-8 в логарифмическом масштабе показаны характеристики перехода с обратным смещением, иллюстрирующие описанные выше режимы. В области термогенерации обратный ток $I_{обр}$ изменяется с шириной запирающего слоя, в силу чего он пропорционален напряжению перехода в степени от $^1/_2$ до $^1/_3$. В зоне лавинного размножения зависимость из-за влияния коэффициента *M* отклоняется от степени $^1/_2$—$^1/_3$ Коэффициент *M* связан с $U_{л\,пр}$ и $U_п$ эмпирическим соотношением

$$M = \frac{1}{1 - (U_{л.пр}/U_п)^n},$$

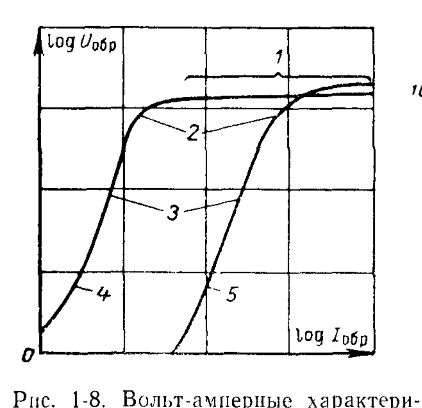


Рис. 1-8. Вольт-амперные характеристики *p-n*-перехода при обратном напряжении.

1 — область лавинного пробоя, *2* — область размножения носителей; *3* — область термогенерации носителей, *4* — комнатная температура, *5* — высокая рабочая температура

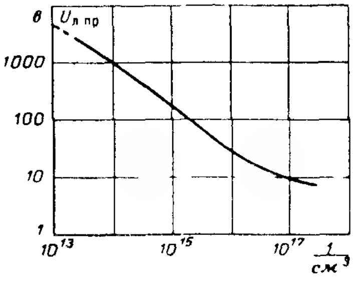


Рис. 1-9. Зависимость напряжения пробоя от концентрации примесей для равномерного скачкообразного перехода.

где n — коэффициент, который для кремния составляет 2—4 в зависимости от типа материала. Напряжение лавинного пробоя для любого перехода зависит от распределения примесей вблизи перехода. Это распределение примесей определяется конструкцией и процессом изготовления. Как правило, переходы, полученные вплавлением, выращиванием или диффузией, характеризуются достаточно резкой границей между *p*- и *n*-областями, в которых распределение примесей относительно равномерно.

На рис. 1-9 показана зависимость напряжения пробоя $U_{л.пр}$ от концентрации примесей N_1 на слаболегированной стороне перехода, принятая в промышленности. Переход, полученный глубокой диффузией, примерно подобен переходу с плавным распределением примесей при постоянном градиенте их концентрации. При том же материале переход, полученный методом глубокой диффузии, может обеспечить более высокое пробивное напряжение.

Полный ток через переход, как видно из рис. 1-8, сильно зависит от температуры. Максимально допустимая температура перехода обычно определяется доминирующим при этом процессом регенерации носителей в запирающем слое.

1-5. ОТПЕРТОЕ СОСТОЯНИЕ ТИРИСТОРА

На рис. 1-10 схематически изображен четырехслойный прибор со структурой *p-n-p-n*. Если напряжение на управляющий электрод не подано, то, когда анод отрицателен относительно катода, переходы J_1 и J_3 будут иметь обратное смещение, а переход J_2 — прямое смещение. При этом все приложенное к прибору напряжение будет распределяться между тремя переходами в зависимости от соотношения их вольт-амперных характеристик. Обычно в тиристоре практически все обратное напряжение приложено к переходу J_3.

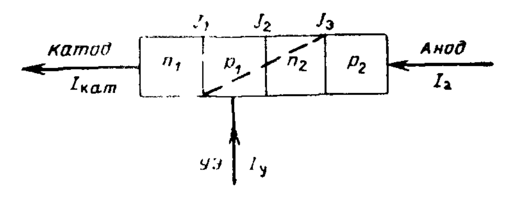


Рис. 1-10. Структура *p-n-p-n*.

При положительном напряжении на аноде переходы J_1 и J_3 получают прямое смещение и только J_2, имеющий обратное смещение, держит прямое напряжение.

Процесс отпирания тиристора можно рассмотреть с помощью двухтранзисторной аналогии. Проводя мысленно разрез, показанный пунктиром на рис. 1-10, представим четырехслойную структуру в виде схемы, приведенной на рис. 1-11.

Управляющий ток $I_у$ является базовым током транзистора T_1. Этот базовый ток усиливает инжекцию носителей со стороны эмиттера $Э_1$, так что коллекторный ток $I_{к1}$ равен $\alpha_1 I_{э1}$ или $\beta I_{б1}$, где $\beta_1 = \alpha_1/(1-\alpha_1)$. Однако ток $I_{к1}$ является также базовым током $I_{б2}$ для транзистора T_2. Этот базовый ток обусловливает инжекцию носителей эмиттера $Э_2$, в результате чего ток $I_{к2}$ равен $\alpha_2 I_{э2}$ или $\beta_2 I_{б2}$, где $\beta_2 = \alpha_2/(1-\alpha_2)$. Ток $I_{к2}$ в сумме с током $I_у$ образует ток $I_{б1}$. Очевидно, что обратная связь в подобной схеме положительна. Если коэффициенты α_1 и α_2 достаточны для того, чтобы усиление в контуре обратной связи достигло единицы, базовые токи быстро возрастут и оба транзистора окажутся насыщенными даже после того, как управляющий ток будет уменьшен до нуля. При этом коллекторный переход J_2 будет смещен в прямом направлении. Таким образом, все три перехода будут иметь

Рис. 1-11. Двухтранзисторная аналогия *p-n-p-n*-структуры.

Рис. 1-12 Типовая вольт-амперная характеристика тиристора в прямом направлении.

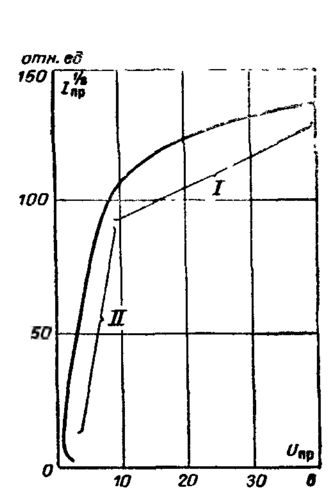


Рис. 1-13. Типовая вольт-амперная характеристика тиристора в прямом направлении в области больших токов.

I — линейный («омический») участок; *II* — участок закона степени $^1/_2$.

прямое смещение, и от анода к катоду через тиристор может протекать значительный ток при весьма низком падении напряжения.

У каждого из двух транзисторов напряжение в насыщенном состоянии является суммой напряжений на обоих переходах: у одного $U_{J1}+U_{J2}$, у другого $U_{J2}+U_{J3}$. Так как напряжение U_{J2} противоположно по знаку U_{J1} и U_{J3}, напряжение насыщения четырехслойной структуры может быть мало, так как при суммировании всех трех напряжений полное прямое падение напряжения оказывается примерно равным падению напряжения на одном переходе, смещенном в прямом направлении.

В тиристорах обычной конструкции внешние области n_1 и p_2 характеризуются относительно большим содержанием примесей, а внутренние области p_1 и n_2 имеют незначительное количество примесей. При больших плотностях тока сильная инжекция носителей из областей n_1 и p_2 приводит к значительному увеличению концентрации неосновных носителей в зонах p_1 и n_2. Полученная структура очень сходна с диодом типа pin, и прямая ветвь характеристики может быть описана при помощи теории таких диодов. На рис. 1-12 и 1-13 показана в различных масштабах прямая ветвь вольт-амперной характеристики описанной структуры.

В области малых токов характеристика отличается от теоретической характеристики pin-диода. При средних уровнях инжекции кривая следует характеристике диода типа pin благодаря значительной модуляции проводимости обеих средних баз p_1 и n_2. При больших токах, соответствующих предельно допустимым повторяющимся значениям вплоть до предельно допустимого ударного тока, кривая следует закону $U = I^{1/2}$, что обусловлено ограничением объемного заряда. За этим диапазоном наблюдается переход в омическую область, но измерения здесь весьма условны, и попытки к объяснению этого участка характеристики не предпринимались. При практическом использовании приведенной характеристики надо учитывать, что закон степени $^1/_2$ перекрывает значительную часть рабочего диапазона. Наличие этого закона заметно упрощает расчет внутренних потерь мощности и тепловых свойств прибора.

В приведенном выше обсуждении работы четырехслойной структуры предполагалось, что управляющий электрод соединен с областью p_1. Очевидно, что такое же действие может быть получено при соединении управляющего электрода с областью n_2, но направление управляющего тока при этом должно быть изменено.

1-6. ПРОЦЕСС ОТПИРАНИЯ

После описания принципа действия *p-n-p-n*-структуры в запирающем и проводящем состояниях в последующих параграфах будет рассмотрен процесс перехода от запирающего к проводящему состоянию и обратно.

Используя обозначения рис. 1-11, можно написать следующие соотношения:

$$I_а = I_{к1} + I_{к2}; \quad (1\text{-}1)$$

$$I_{кат} = I_{к1} + I_{к2} \pm I_у = I_а \pm I_у; \quad (1\text{-}2)$$

$$I_{к1} = \alpha_1 M I_{кат} + 0{,}5 I_0; \quad (1\text{-}3)$$

$$I_{к2} = \alpha_2 M I_а + 0{,}5 I_0, \quad (1\text{-}4)$$

где M — коэффициент лавинного размножения носителей заряда.

Центральный переход J_2 разделен пополам, и поэтому ток утечки через него I_0 входит с коэффициентом 0,5 в выражения для обоих коллекторных токов $I_{к1}$ и $I_{к2}$. Подставив (1-3) и (1-4) в (1-2), получим:

$$I_а = \frac{I_0 \pm \alpha_1 M I_у}{1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1\text{-}5)$$

Это уравнение показывает, что при

$$M(\alpha_1 + \alpha_2) = 1 \quad (1\text{-}6)$$

ток $I_а$ бесконечно растет, что соответствует переходу структуры в описанное ранее состояние проводимости, когда на переходе J_2 оказывается прямое напряжение смещения.

Примем для простоты, что $M=1$ Если оба коэффициента α_1 и α_2 неизменны и $\alpha_1+\alpha_2<1$, то оба составляющих транзистора не могут быть доведены до насыщения. При этом переход структуры в состояние проводимости может быть обусловлен лишь лавинным размножением носителей или пробоем перехода J_2 при высоких напряжениях. Если же α_1 и α_2 неизменны, но $\alpha_1+\alpha_2>1$, то структура находится все время в состоянии проводимости и не может запирать напряжение. Специфика процесса включения реальной структуры заключается в том, что коэффициенты α не постоянны и являются функциями тока и температуры, как показано на рис. 1-14.

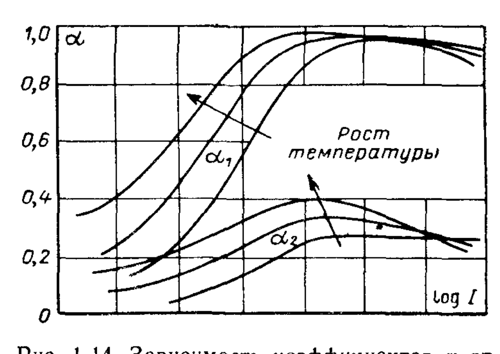


Рис. 1-14 Зависимость коэффициентов α от плотности тока и температуры.

При низких плотностях тока эмиттера основная потеря носителей зарядов в любом из транзисторов происходит в центрах рекомбинации в области пространственного заряда эмиттера Так как при этом только небольшая доля тока эмиттера доходит до коллектора, коэффициенты α малы. По мере увеличения плотности тока эмиттера ток рекомбинации составляет все меньшую долю от полного тока, и коэффициенты α растут, пока величина $\alpha_1+\alpha_2$ не становится больше единицы, что вызывает скачкообразное включение прибора Коэффициенты α зависят также от приложенного напряжения, но эта зависимость менее заметна.

Влияние управляющего тока сводится к увеличению тока эмиттера, вызывающему рост α, пока не будет достигнуто равенство (1-6). С увеличением управляющего тока прямое напряжение, при котором происходит отпирание, снижается (рис. 1-15).

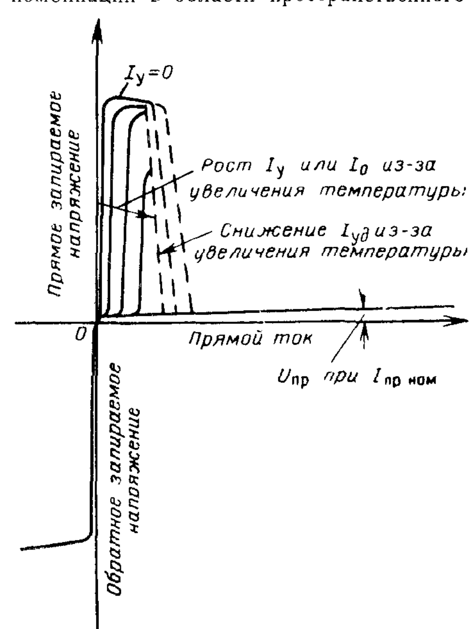


Рис. 1-15 Влияние управляющего тока на прямую ветвь характеристики в запертом состоянии.

Когда управляющий ток достигает достаточно большого значения, область запертого состояния в прямом направлении исчезает и вольт-амперная характеристика прибора приближается по существу к прямой характеристике простого *p-n*-перехода.

С помощью соотношений (1-5) и (1-6) и рис. 1-14 можно легко объяснить некоторые особенности работы тиристоров. Так, например, удерживающий ток $I_{уд}$ и управляющий ток, необходимый для отпирания, достигают большой величины при низких температурах и невелики при высоких температурах, что обусловливается ростом α с температурой. Кроме того, ток утечки перехода I_0, также зависящий от температуры, действует как дополнительный управляющий ток, вызывая включение прибора при значительно более низких напряжениях, чем при $I_0=0$. Типичная зависимость напряжения отпирания от температуры перехода показана на рис. 1-16.

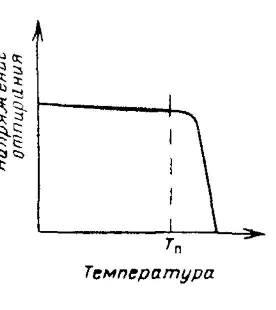


Рис. 1-16. Зависимость напряжения отпирания (переключения) от температуры.

Чтобы ограничить влияние температуры на прямое напряжение отпирания $U_{отп}$, управляющий ток, необходимый для отпирания тиристора, рассчитывают так, чтобы он был заметно больше тока утечки перехода. Эффективные коэффициенты α обеих транзисторных секций тиристора должны быть снижены. Последнее может быть часто достигнуто за счет шунтирования участка между управляющим электродом и катодом или за счет приложения обратного смещения к управляющему электроду.

При рассмотрении двухтранзисторной аналогии было принято, что *p-n-p-n*-структура является нитевидной, т. е. ее длина больше поперечных размеров. На практике площадь перехода тиристоров является обычно достаточно большой, что необходимо для получения больших рабочих токов нагрузки. Такую структуру можно рассматривать как большое число нитевидных тиристоров, соединенных параллельно.

Рисунок 1-17 иллюстрирует ситуацию с пятью нитями от Δ_{11} до Δ_{16} Когда управляющий ток прикладывается к базе секции Δ_{11}, то часть перехода J_2 через некоторое время получает прямое смещение, и запирающий слой этой части становится очень узким. Эта небольшая задержка во времени необходима для перераспределения зарядов. Тем временем секции Δ_{12}, Δ_{13}, Δ_{14} и Δ_{15} продолжают запирать напряжение и имеют широкий запирающий слой

На рассматриваемом интервале весь ток нагрузки, ограничиваемый полным сопротивлением цепи, включая тиристор, концентрируется на небольшой площади сечения одной нити Плотность тока на этом участке становится чрезмерно высокой; падение напряжения в прямом направлении может достигать 30—50 *в*. При этом анодный ток I_a проходит так, как показано штриховыми линиями. Поперечные составляющие тока в областях p_1 и n_2 дейст-

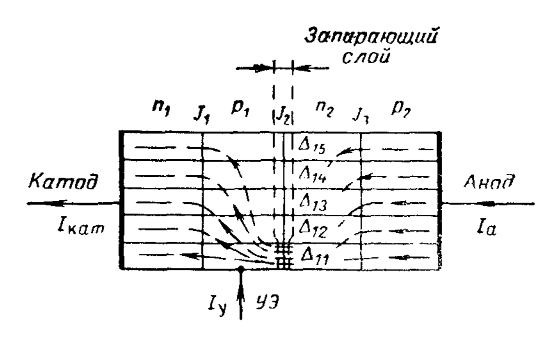


Рис. 1-17. Представление *p-n-p-n*-структуры в виде ряда параллельных нитей.

вуют так, как если бы к секции Δ_{12} были приложены два управляющих тока, причем оба в направлении, заставляющем эту секцию включиться Таким образом, после того, как управляющий ток приложен к базе одной секции, включенное состояние распространяется до наиболее удаленных участков всей структуры. С увеличением площади проводимости плотность прямого тока, а также и прямое падение напряжения соответственно уменьшаются. У обычных тиристоров скорость «одноразмерного» распространения отпертого состояния в начале процесса составляет примерно 10^6 *см/сек*. Прямые ток и падение напряжения после отпирания начальной зоны оказываются функцией времени и полного сопротивления цепи нагрузки, так как с увеличением площади проводимости сопротивление самого прибора снижается

На практике тиристор имеет трехразмерную структуру, как показано на рис. 1-18 Приведенные выше рассуждения соответствовали распространению отпертого состояния от Δ_{11} до Δ_{15}. Если же управляющий ток $I_у$ прикладывается к каждой из низких секций от Δ_{11} до Δ_{51}, то распространение будет таким же, как и в первом слое. Если $I_у$ прикладывается только к Δ_{11}, распространение будет двухмерным, и для достижения секции Δ_{55} требуется более длительное время Этими соображениями и объясняется концентрическое расположение управляющего электрода и катода в тиристорах ряда фирм.

До сих пор мы считали, что ток $I_у$ входит только в Δ_{11}. Зона p_1 между нитями фактически не является диэлектриком, хотя в ней имеется определенное падение напряжения, обусловленное конечным сопротивлением слоя p_1. Поэтому чем выше $I_у$, тем больше площадь, которая отпирается первоначально. Как показали опыты с транзисторами, при снижении управляющего тока или напряжения время запаздывания при отпирании будет увеличиваться. Однако в тиристорах при превышении определенного предела влияние тока $I_у$ не очень эффективно. В мощных тиристорах поперечное падение значительно, так что скорость распространения поддерживается преимущественно за счет сильного эффекта добавочного управления, обусловленного упомянутым выше поперечным падением напряжения от тока нагрузки. При отсутствии такого принудительного распространения при малых плотностях тока нагрузки скорость расширения отпертого канала оказывается значительно ниже (видимо, порядка 10^4 *см/сек*).

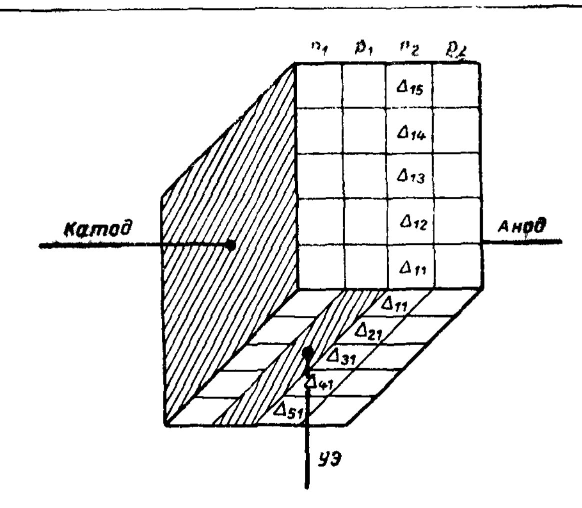


Рис. 1-18. Представление пространственной *p-n-p-n*-структуры в виде элементарных нитевидных секций.

Таким образом, при режимах с быстрым нарастанием тока, например при работе тиристоров в радиолокационных импульсных модуляторах, для получения большей площади начального отпирания и ее более быстрого распространения с целью устранения перегрева структуры требуются концентрическая конструкция управляющего электрода и более высокое значение $I_у$.

1-7. ПРОЦЕСС ЗАПИРАНИЯ ТРИОДНОГО ОДНОНАПРАВЛЕННОГО ТИРИСТОРА

Когда прибор находится в состоянии проводимости, электроны и дырки интенсивно инжектируются в два внутренних слоя структуры. Фактически, как упоминалось выше, начальная концентрация примесей в этих слоях относительно мала, и поэтому для поддержания зарядной нейтральности и устранения чрезмерно сильного прямого падения напряжения необходимо, чтобы концентрации инжектируемых электронов и дырок были примерно равными.

Возврат прибора в запертое состояние требует устранения введенных носителей. Естественно, что если анодный ток снижается до уровня, меньшего, чем удерживающий ток, то количество носителей зарядов уменьшается в результате рекомбинации, положительная обратная связь прекращается и прибор возвращается в закрытое состояние. При работе тиристоров в области промыш-

ленных частот такой относительно медленный процесс не вызывает особых проблем При работе на переменном напряжении обратный полупериод оказывает полезное влияние на процесс запирания, так как приложенное к прибору обратное напряжение способствует исчезновению остаточных носителей, что необходимо для запирания тиристора к началу следующего полупериода

Когда тиристор используется как выключатель в цепях, отличных от цепей переменного тока, например в инверторах и других устройствах, для запирания прибора необходимо предусмотреть особые меры.

Это может быть достигнуто за счет реверсирования напряжения, как это имеет место при работе на переменном токе, так что электроны и дырки, накопившиеся во внутренних областях, будут уходить в направлении переходов J_1 и J_2. Это приводит к прохождению обратного тока через внешнюю цепь. Напряжение на зажимах тиристора сохраняется на уровне порядка 0,7—1,0 *в* до момента прекращения обратного тока, когда переходы J_1 и J_3 оказываются запертыми. Однако этого недостаточно для полного восстановления, так как вблизи центрального перехода J_2 еще сохраняются остаточные носители. Исчезновение этих носителей происходит за счет рекомбинации, которая по существу не зависит от внешнего смещения Когда рекомбинация этих носителей практически полностью заканчивается, переход J_2 возвращается в запертое состояние. Если рекомбинация остаточных носителей не будет в достаточной мере завершена, то они могут вызвать инжектирование новых носителей со стороны переходов J_1 и J_2, когда последние вновь получат прямое смещение в начале следующего цикла работы.

Так как прямое напряжение, которое должно быть блокировано, прикладывается к структуре с определенной скоростью, к накопленным зарядам добавляется заряд, обусловленный током $d(Cu)/dt$, эквивалентным управляющему, что может вызвать переход в состояние проводимости

Время, необходимое для перехода прибора в запертое состояние, составляет обычно 10—50 *мксек*. Для уменьшения этого времени в структуре предусматривают обычно большее количество центров рекомбинации. Это уменьшает, однако, также и коэффициенты α, что сопровождается большей рекомбинацией во время прямой проводимости и приводит к некоторому увеличению прямого падения. Таким образом, можно ожидать, что быстрокоммутирующий тиристор будет иметь, как правило, несколько более высокие прямое падение и управляющий ток, необходимый для отпирания.

1-8. ДВУНАПРАВЛЕННЫЙ ТИРИСТОР

1-8-1. Упрощенная теория двунаправленного тиристора

Для объяснения принципа действия двунаправленного тиристора используются четыре основные концепции:

а) *Теория обычного триодного тиристора,* обладающего односторонней проводимостью (описана выше).

б) *Работа тиристора с закороченным эмиттером.* На рис. 1-19,*а* представлена структура тиристора с закороченным эмиттером Входной ток $I_у$ внешнего источника течет от управляющего электрода к катоду в поперечном направлении через управляющую *p*-область. Падение напряжения на поперечном сопротивлении *p*-базы смещает в прямом направлении правый край катодного перехода. При достаточной величине входного тока эта точка начинает инжектировать электроны, и прибор после начала регенеративного процесса отпирается, как это имеет место и в обычной *p-n-p-n*-структуре.

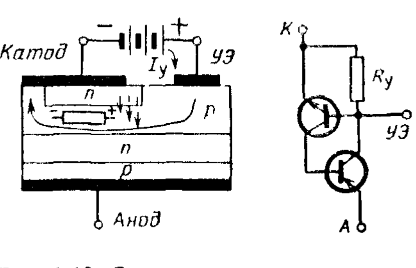


Рис 1-19. Структура с закороченным эмиттером.

Структуры с закороченным эмиттером часто используются при разработке тиристоров Эффект частичного закорачивания между управляющим электродом и катодом может быть получен также и при включении сопротивления между этими электродами у приборов с незакороченным эмиттером. Такой резистор ($R_у$ на рис. 1-19,*б*) частично отводит ток утечки, вызванный тепловой генерацией, и (или) ток, обусловленный зарядом емкостей двух нижних переходов тиристора при резком изменении анодного напряжения *du/dt*. В результате в таких тиристорах ослабляются регенеративные процессы, и тиристоры с закороченным эмиттером обладают как лучшими характеристиками при повышенной температуре, так и большей стойкостью в отношении эффекта *du/dt*.

в) *Работа тиристора с добавочным управляющим переходом.* Структура тиристора с добавочным переходом около управляющего электрода представлена на рис. 1-20. Вначале входной ток $I_у$ смещает в прямом направлении управляющий переход p_2-n_3 вспомогательной структуры p_1-n_1-p_2-n_3, которая в конечном счете отпирается как обычный тиристор. Когда падение напряжения на этой структуре уменьшается, потенциал правой части области p_2 приближается к потенциалу анода, тогда как левая часть этой области сохраняет потенциал катода. В результате возросшего продольного градиента потенциала вдоль области p_2 правый край перехода p_2-n_2 смещается в прямом направлении и главная струк-

Рис. 1-20. Структура с добавочным переходом около управляющего электрода.

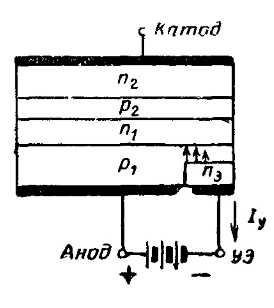


Рис. 1-21. Структура с отдаленным управляющим электродом.

тура p_1-n_1-p_2-n_2 также отпирается (сравни этот процесс с отпиранием структуры с закороченным эмиттером).

г) *Тиристор с отдаленным управляющим переходом.* Такой тиристор является прибором, который можно переключить без непосредственного омического контакта с какой бы то ни было внутренней базовой областью; рис. 1-21 поясняет работу этой структуры.

Внешний входной ток $I_у$ смещает переход p_1-n_3 в прямом направлении и заставляет инжектировать электроны в область p_1. Эти электроны диффундируют сквозь область p_1 и принимаются переходом p_1-n_1. Заметим, что этот переход может действовать как коллектор, несмотря на его положительное смещение, поскольку внутреннее электрическое поле перехода p_1-n_1 имеет то же направление, как и при отрицательном его смещении. Электроны из области n_3 увеличивают ток перехода p_1-n_1, и начинается регенеративный процесс, в результате которого структура отпирается.

Важнейшие качества описанных четырех приборов можно объединить в одном устройстве — тиристоре с двунаправленной проводимостью, который может запирать напряжение любой полярности, проводить ток в любом направлении и отпираться в любом направлении положительными либо отрицательными входными сигналами. Типовая структура такого прибора представлена на рис. 1-22. У него возможны четыре режима:

а) Вывод 2 положителен относительно электрода 1; ток управляющего электрода положителен Этот режим структуры в точности соответствует работе обычного тиристора. Активные области струкуры p_1-n_1-p_2-n_2.

б) Вывод 2 положителен; ток управляющего электрода отрицателен. Этот режим аналогичен работе тиристора с дополнительным управляющим переходом. Главной структурой является p_1-n_1-p_2-n_2, а слой n_3 создает добавочный переход около управляющего электрода.

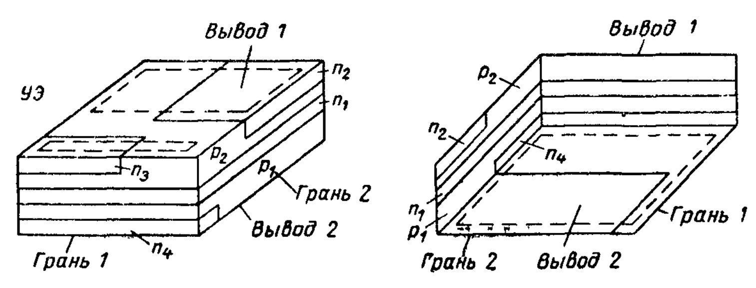


Рис. 1-22. Типовая структура двунаправленного тиристора (triac).

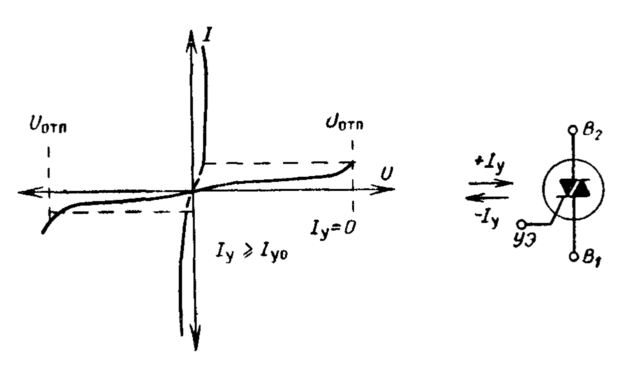


Рис. 1-23. Вольт-амперная характеристика двунаправленного тиристора. В квадранте I вывод 2 положителен, в квадранте III вывод 2 отрицателен.

в) Вывод 2 отрицателен, управляющий ток отрицателен. Режим структуры с отдаленным управляющим электродом. Главной структурой является p_2-n_1-p_1-n_4, переход p_2-n_3 инжектирует электроды, которые достигают коллекторного перехода p_2-n_1.

г) Вывод 2 отрицателен, управляющий ток положителен. Переход p_2-n_2 получает смещение и инжектирует электроны, которые достигают коллекторного перехода p_2-n_1, смещая его еще более в прямом направлении. Ток через структуру p_2-n_1-p_1-n_4 возрастает, и она открывается. Этот режим аналогичен предыдущему.

На рис. 1-23 показаны вольт-амперные характеристики двунаправленного тиристора. Четыре возможных режима, описанных выше, соответствуют работе прибора в I и III квадрантах при двух возможных полярностях управляющего тока. Таким образом, этот прибор аналогичен двум обычным тиристорам, соединенным встречно-параллельно, однако может отпираться также и отрицательным током управления. При $I_у=0$ двунаправленный тиристор запирает напряжение любой полярности, не превышающее напряжение переключения. Ток удержания такого тиристора и зависимость этого тока от температуры примерно такие же, как и у обычных тиристоров.

1-8-2. Процесс запирания двунаправленного тиристора

Так как прибор может проводить ток в обоих направлениях, он не может быть закрыт подобно обычному тиристору: если полярность напряжения скачком изменяется на обратную, ток рассасывания повлечет отпирание прибора в противоположном направлении. Для успешного запирания двунаправленного тиристора необходимо путем снижения напряжения до нуля уменьшить ток до величины, меньшей тока удержания. Прибор должен находиться в этом режиме в течение времени, достаточного для рекомбинации накопленного заряда. На частоте 50—60 *гц*, для которой эти при-

боры в основном предназначены, время изменения напряжения при изменении знака тока обычно бывает достаточным для восстановления управляемости

1-9. СОПОСТАВЛЕНИЕ ТИРИСТОРОВ С ДРУГИМИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРИБОРАМИ

Необходимо отметить, что коэффициенты передачи тока обоих транзисторов, составляющих тиристор, при малых токах должны быть невелики, чтобы запирающая способность прибора в прямом направлении была высокой В обычном кремниевом силовом транзисторе, напротив, желательно иметь как можно более высокий коэффициент передачи тока α К сожалению, однако, высокий коэффициент α в большинстве кремниевых транзисторов может быть достигнут за счет уменьшения толщины базового слоя, но тонкая база, расположенная между двумя слоями с относительно низким сопротивлением, несовместима с высоким рабочим напряжением В то же время относительно широкие базовые области в приборах с четырехслойной структурой, необходимые для получения низких коэффициентов α, совместимы с высоким рабочим напряжением, так что приборы с такой структурой принципиально являются более высоковольтными, чем транзисторы Использование более широких базовых слоев также является преимуществом с точки зрения технологичности приборов и воспроизводимости их характеристик Еще одно преимущество приборов с четырехслойной структурой перед силовыми транзисторами заключается в том, что управляющий сигнал не нужен для поддержания состояния с высокой проводимостью, в то время как у многих кремниевых триодов для поддержания коллекторного тока 5 *а* необходим непрерывный ток в цепи базы порядка 0 5 *а* В приборах с четырехслойной структурой анодный ток определяется только параметрами внешней цепи причем для включения цепей с токами от нескольких миллиампер до сотен ампер необходим первоначальный импульс порядка 50 *ма* длительностью порядка единиц или десятков микросекунд Более высокая чем у транзисторов, нагрузочная способность таких приборов по току обусловлена более эффективным использованием площади перехода в состоянии проводимости

1-10. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЧЕТЫРЕХСЛОЙНОГО ПРИБОРА В КАЧЕСТВЕ ТРАНЗИСТОРА С ОТДАЛЕННОЙ БАЗОЙ

Как указано выше, четырехслойная *p-n-p n* структура обычного триодного тиристора при положительных аноде и управляющем электроде может быть разделена на два транзистора, которые составляют регенеративную пару и обеспечивают получение характеристики с двумя устойчивыми состояниями Однако четырехслойная *p-n-p-n*-структура может быть смещена так, что регенеративное действие окажется невозможным Прибор, работающий в таком режиме, имеет подобно усилителю линейные характеристики На рис 1-24,*а* показано подобное включение, при котором катодный *n*-слой имеет отрицательное смещение относительно управляющего

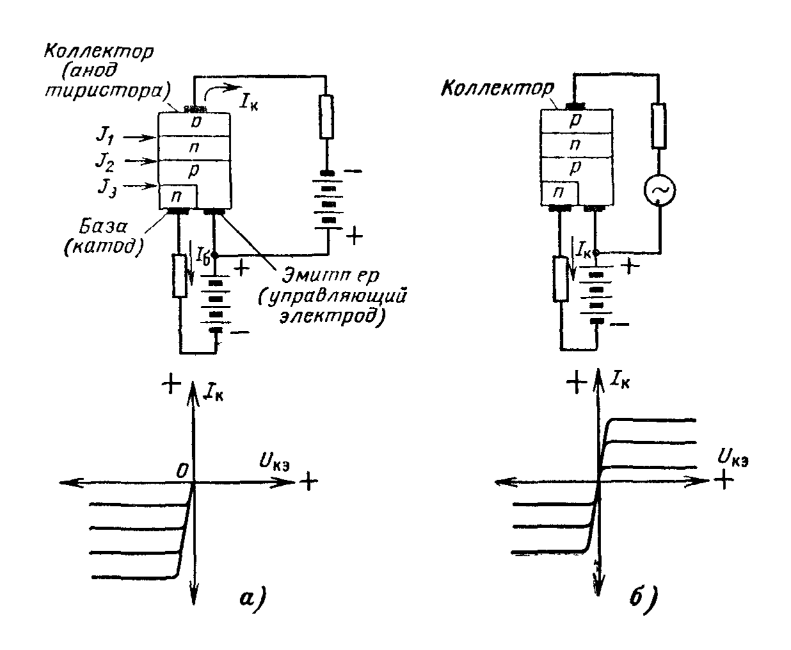


Рис 1 24 Тиристор в схеме с общим управляющим электродом

а — включение четырехслойного прибора подобного *p-n p*-транзистору с отдаленной базой *б* — включение подобно симметричному транзистору в цепи переменного тока

электрода При таком смещении электроны инжектируются через переход J_3 и собираются переходом J_2 Эти электроны создают в базе транзисторной секции *p-n p* такое же управляющее действие, как если бы они были введены непосредственно в эту базу В связи с этим подобный прибор иногда называют «транзистор с отдаленной базой»[1], роль которой выполняет крайний *n* слой При таком включении когда эмиттер транзисторной секции *p-n-p* является общим результирующий коэффициент передачи по току β в зависимости от характеристик исходной *p-n-p n*-структуры лежит в диапазоне от значений много меньших единицы примерно до пяти Так как в большинстве случаев коэффициент «обратное β» когда коллектор *p n p* секции используется в качестве эмиттера приблизительно равен коэффициенту «прямое β», подобный прибор может использоваться в качестве симметричного усилителя в цепи переменного тока или ключа (рис 1-24,*б*)

[1] В отечественной литературе чаще применяется термин «тиристор с общим управляющим электродом» (Прим редакторов перевода)

1-11. ДВУХОПЕРАЦИОННЫЙ ТИРИСТОР, ИЛИ ТИРИСТОР, ЗАПИРАЕМЫЙ ПО ВХОДУ

Двухоперационный тиристор (GTO или GCS) является четырехслойным *p-n-p-n*-прибором, подобным по конструкции обычному тиристору. Отпирание происходит при увеличении коэффициента внутренней положительной обратной связи до единицы. Предположим, что в обычной двухтранзисторной модели отпертого *p-n-p-n*-прибора (рис. 1-11) коэффициенты усиления по току α обоих транзисторов равны, и токи этих транзисторных секций одинаковы. Если коллекторный ток *p-n-p*-транзистора отсасывать из базовой области *n-p-n*-транзистора во внешнюю цепь управляющего электрода, то этот транзистор можно перевести в состояние отсечки, отчего произведение коэффициентов усиления станет меньше единицы и вся структура также перейдет в состояние отсечки. Коэффициент запирания, определяемый как отношение анодного тока в момент, предшествующий запиранию, к отрицательному входному току, достаточному для запирания структуры, в этом случае должен быть равен двум. Если усиление верхнего на рисунке транзистора сделать много меньше единицы, а нижнего — много больше, но так чтобы их произведение равнялось единице, то лишь незначительная доля общего анодного тока будет протекать в коллекторной цепи *p-n-p*-транзистора. Это и есть тот самый ток, который должен отсасываться внешней цепью для запирания структуры. Для типовых приборов можно получить коэффициент выключения от 5 до 25 в зависимости от анодного тока, температуры, продолжительности выключающего импульса и других факторов.

По сравнению с обычными тиристорами, рассчитанными на такой же номинальный ток, двухоперационные тиристоры при использовании в цепях постоянного тока обеспечивают более простую схему коммутации (выключения) и способны работать при более высоких частотах вследствие присущего им более быстрого механизма выключения. В таких приборах при выключении заполненный носителями зарядов центральный переход под действием управляющего сигнала быстро освобождается от носителей зарядов. Однако эти тиристоры характеризуются бо́льшим прямым падением напряжения, бо́льшим удерживающим током и требуют бо́льшего управляющего тока при отпирании, чем обычные тиристоры. В отношении способности запирать напряжение они практически не отличаются от обычных тиристоров.

Вследствие трудностей управления прибором при больших токах двухоперационные тиристоры работают при значительно меньших плотностях тока по сравнению с обычными тиристорами и, следовательно, менее экономичны. Кроме того, успехи в разработке высоковольтных кремниевых транзисторов с большим коэффициентом усиления и лучшими параметрами насыщения привели к снижению спроса на двухоперационные тиристоры.

Раздел второй

ОБОЗНАЧЕНИЯ И ТЕРМИНОЛОГИЯ

2-1. ГРАФИЧЕСКИЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Принятые в справочнике графические обозначения полупроводниковых приборов с многослойной структурой, относящихся к группе тиристоров, приведены в табл. 2-1. Показанные в этой же таблице вольт-амперные характеристики отражают зависимость между током и напряжением в цепи основных электродов[1].

Таблица 2-1

Название прибора: русское	Название прибора: английское	Графическое обозначение	Вольт-амперная характеристика
Двухслойные приборы			
А. Двухэлектродные (диоды)			
1. Вентильный диод, неуправляемый вентиль	Rectifier diode		
2. Стабилитрон (лавинный диод)	Breakdown (zener, avalanche) diode		
а) однонаправленный	inidirectional		
б) двунаправленный (также для двунаправленного селенового подавателя перенапряжений)	bidirectional		
3. Туннельный диод	Tunnel diode		
Б. Трехэлектродные (триоды)			
4. Однопереходные триоды (с *n*-базой)	Unijunction		

[1] При переводе в табл. 2-1 добавлены приборы из аналогичной таблицы, приведенной в статье Gutzwiller F. W., Thyristors and rectifier diodes — the semiconductor work horses, IEEE Spectrum, v. 4, № 8, p. 102—111 (Aug. 1967). Русский перевод „Мощные полупроводниковые приборы (тематич. выпуск)". Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, т. 55, 1967, № 8. (Прим. редакторов перевода.)

Продолжение табл. 2-1

Название прибора		Графическое обозначение	Вольт-амперная характеристика
русское	английское		
Трехслойные приборы			
5. Транзисторы (триоды)			
а) типа *p-n-p*			
б) типа *n-p-n*			
6. Двусторонний переключающий диод ДПД	Trigger diac		
Четырех- и пятислойные приборы (тиристоры)			
А. Тиристоры диодные			
7. Однонаправленный (однопроводящий) диодный тиристор (переключающий диод, динистор)	Unidirectional diode thyristor (Shockley diode)		
8. Двунаправленный (двупроводящий) диодный тиристор (двунаправленный динистор, переключающий диодный симмистор)	Diac (bidirectional diode thyristor)		
9. Диодный фототиристор (фотодинистор)	LAS (light activated switch), light activated reverse blockind diode thyristor		

Продолжение табл. 2-1

Название прибора		Графическое обозначения	Вольт-амперия характеристика
русское	английское		
Б. Тиристоры триодные			
10. Тиристор (триодный тиристор, запирающий в обратном направлении)	SCR (silicon controlled rectifier), reverse blocking triode thyristor		
11. Фототиристор (триодный фототиристор, запирающий в обратном направлении)	LASCR (light activater semiconductor controlled rectifier), light activater reverse blocking triode thyristor		
12. Двухоперационный тиристор (полностью управляемый или запираемый триодный однонаправленный тиристор)	GCS (gate controlled switch), GTO (gate turn off)		
13. Кремниевый односторонний ключ КОК (планарный тиристор с односторонним расположением слоев)	SUS (silicon unilateral switch)		
14. Кремниевый двусторонний ключ КДК (то же, что и 13, но две структуры, включенные встречно-параллельно и выполненные на одном кристалле)	SBS (silicon bilateral switch)		
15. Двунаправленный (двупроводящий симметричный) триодный тиристор (симмистор)	Triac (bidirectional triode thyristor)		

Продолжение табл. 2-1

Название прибора		Графическое обозначение	Вольт-амперная характеристика
русское	английское		
В. Тиристоры тетродные			
16. Тетродный тиристор	SCS (silicon controlled switch), reverse blocking tetrode thyristor		
17. Тетродный фототиристор	LASCS (light activated silicon controlled switch), light activated reverse blocking tetrode thyristor		

2-2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ИХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

В табл. 2-2 приведены и расшифрованы основные термины, используемые в справочных данных на тиристоры. Как и в отношении графических обозначений, стандарты на буквенные обозначения в настоящее время в США пересматриваются; обозначения, используемые в справочнике, по возможности соответствуют существующим стандартам.

2-2-1. Граничные параметры тиристоров

Граничный параметр определяет установленный для прибора предельный режим работы (с ограничением сверху или снизу), в рамках которого прибор функционирует в соответствии со своими конструктивными возможностями.

2-2-2. Характеризующие параметры тиристоров

Характеризующими являются измеряемые параметры прибора, сообщаемые для описания его свойств.

Таблица 2-2

Наименование параметра	Обозначение	Обозначение в оригинале	Определение
Граничные параметры			
Максимально допустимое повторяющееся обратное напряжение	$U_{обр.м}$	$V_{ROM\,(rep)}$	Максимально допустимое значение повторяющегося обратного (отрицательного) напряжения, которое может прикладываться к аноду запирающего в обратном направлении тиристора при разомкнутом управляющем электроде. Хотя эта величина не равнозначна напряжению пробоя, ее не следует никогда превышать, за исключением кратковременных переходных режимов, если для прибора указано допустимое перенапряжение в таких режимах
Максимально допустимое неповторяющееся обратное напряжение	$U_{обр.нпк}$	$V_{ROM\,(non.\,rep)}$	Максимально допустимое значение мгновенного обратного отрицательного напряжения, включая все неповторяющиеся переходные перенапряжения, но исключая все периодически повторяющиеся, которое может быть приложено к аноду тиристора при разомкнутом управляющем электроде
Максимальное прямое запираемое напряжение	$U_{пр.м}$	V_{FOM}	Максимальное мгновенное значение прямого (анод положителен) запираемого напряжения, включая перенапряжение в переходных режимах, допускаемое изготовителем при разомкнутом управляющем электроде и при оговоренных условиях, при котором не происходит отпирание однонаправленного тиристора

Наименование параметра	Обозначение	Обозначение в оригинале	Определение
Максимально допустимое прямое напряжение	$U_{п\ р(доп)}$	PFV	Максимальная мгновенная величина прямого напряжения, допускаемая изготовителем при оговоренных условиях, которая может вызвать отпирание по аноду однонаправленного тиристора, запирающего в обратном направлении, но не вызывает его повреждения
Среднее значение прямого тока	$I_а$	$I_{F\ (AV)}$	Наибольшая величина постоянной составляющей анодного тока, которая может быть длительно допущена в прямом направлении (от анода к катоду) при заданных значениях частоты, температуры, обратного напряжения и определенной форме кривой тока
Характеризующие параметры			
Прямое напряжение отпирания (переключения)	$U_{отп}$	$V_{(BR)\ F}$	Наибольшее положительное напряжение на аноде относительно катода, при котором дифференциальное сопротивление тиристора равно нулю при оговоренном режиме в цепи управляющего электрода
Прямой ток (открытое состояние)	$i_а$	i_F	Мгновенная величина анодного тока, протекающего через тиристор в отпертом состоянии
Прямое падение напряжения (открытое состояние)	$u_а$	V_F	Мгновенная величина падения напряжения между анодом и катодом тиристора при протекании прямого тока в открытом состоянии

Продолжение табл. 2-2

Наименование параметра	Обозначение	Обозначение в оригинале	Определение
Среднее за период значение прямого падения напряжения	$\Delta U_а$	$V_{F\ (AV)}$	Прямое падение напряжения, усредненное за один период, при оговоренном значении прямого тока, протекающего при частоте 60 *гц* в однофазной однополупериодной схеме выпрямления при активной нагрузке и нулевом угле отпирания
Управляющий ток	$i_у$	i_{GF}	Мгновенное значение тока, проходящего между выводами управляющего электрода и катода в направлении, обеспечивающем прямое смещение управляющего перехода
Управляющее напряжение	$u_у$	u_{GF}	Мгновенное прямое напряжение между выводами управляющего электрода и катода при разомкнутой анодной цепи
Управляющий ток отпирания	$I_{у.о}$	I_{GT}	Прямой управляющий ток, необходимый для отпирания тиристора при оговоренных температурных условиях режима
Управляющее напряжение отпирания	$U_{у.о}$	V_{GT}	Напряжение на управляющем электроде при прохождении тока $I_у$, измеренное непосредственно перед моментом отпирания тиристора
Управляющая облученность отпирания	$H_{у.о}$	H_{ET}	Плотность внешнего потока лучистой энергии, необходимая для отпирания фототиристора. Эта величина определяется как интеграл произведения спектральной характеристики чувствительности вентиля и спектральной кривой распределения источника энергии, выраженный в *вт/см²* и вызывающий отпирание прибора

Наименование параметра	Обозначение	Обозначение в оригинале	Определение
Классификационный прямой ток	$I_{а(класс)}$	I_0	Ток $I_а$ при оговоренных условиях: однополупериодное выпрямление, синусоидальная кривая тока и угол проводимости 180°
Действующее значение прямого тока	$I_{а\ действ}$	I_1	Наибольшая величина действующего значения анодного тока, которая может быть длительно допущена в прямом направлении при определенных условиях. Одновременно оговаривается среднее значение тока $I_а$
Однопериодный ударный прямой ток*	$I_{а.ударн}$	$I_{FM\ (surge)}$	Максимально допустимый одноразовый прямой ток в течение одного полупериода (продолжительность 8,3 *мсек*) при частоте 60 *гц* в однофазной однополупериодной схеме с активной нагрузкой. Бросок тока может предшествовать, и за ним может следовать режим с максимально допустимыми напряжением, током и температурой перехода, и к управляющему электроду может подводиться максимально допустимая мощность. Однако оговоренные предельные значения анодного тока в течение интервала отпирания вентиля не должны быть превышены
I квадрат t (защитный показатель)*	I^2t	I^2t	Мера максимально допустимой перегрузочной способности по прямому току для повторяющихся импульсов тока малой длительности (8,3 *мсек* или меньше, если нет специальных оговорок).

Наименование параметра	Обозначение	Обозначение в оригинале	Определение
			Здесь I — действующее значение тока в амперах, а t — продолжительность импульса в секундах. Измеряется при тех же условиях, что $I_{а.ударн}$
Амплитуда обратного управляющего напряжения*	$U_{у.обр.м}$	U_{GRM}	Амплитуда максимально допустимого обратного напряжения между выводами управляющего электрода и катода
Максимальное значение мощности рассеяния на управляющем электроде*	$P_{у.м}$	P_{GM}	Максимально допустимая мгновенная величина мощности рассеяния между выводами управляющего электрода и катода
Среднее значение мощности рассеяния на управляющем электроде	$P_{у.ср}$	$P_{G\ (AV)}$	Максимально допустимая величина мощности рассеяния между выводами управляющего электрода и катода, усредненная по всему периоду
Удерживающий ток	$I_{удерж}$	I_H	Величина анодного тока, ниже которой тиристор возвращается в состояние низкой прямой проводимости после открытого состояния при оговоренной температуре и разомкнутой цепи управляющего электрода
Подхватывающий ток	$I_{подхв}$	I_L	Величина минимального анодного тока, необходимая при оговоренных условиях для перехода тиристора в отпертое состояние и сохранения этого состояния после снятия управляющего сигнала

Наименование параметра	Обозначение	Обозначение в оригинале	Определение
Прямой ток утечки	$i_{ут}$	i_F	Мгновенный анодный ток при оговоренных значениях прямого запираемого напряжения и температуры перехода и определенном режиме в цепи управляющего электрода
Обратный ток утечки	$i_{обр.ут}$	i_R	Мгновенный нодный ток при оговоренных значениях обратного анодного напряжения и температуры перехода и определенном режиме в цепи управляющего электрода
Время запаздывания (задержки) при отпирании	$t_{зап}$	t_d	Промежуток времени между моментом, когда импульс управляющего тока достигает 10% от своей окончательной величины, и моментом, когда прямой анодный ток достигает 10% от своей наибольшей величины, при переключении из запертого в открытое состояние при активной нагрузке и оговоренных внешних условиях
Время нарастания	$t_{нар}$	t_r	Промежуток времени между моментами, когда прямой анодный ток достигает 10 и 90% от своей наибольшей величины при переключении из запертого в открытое состояние при активной нагрузке и оговоренных внешних условиях
Время отпирания	$t_{отп}$	t_{on}	Сумма времени задержки и времени нарастания

Наименование параметра	Обозначение	Обозначение в оригинале	Определение
Время восстановления управляемости (запирания)	$t_{восст}$	t_{off}	Промежуток времени между моментом равенства нулю анодного тока и моментом повторного приложения прямого запираемого анодного напряжения при оговоренных условиях и сохранении запертого состояния прибора после его работы в открытом состоянии
Время обратного восстановления	$t_{о.в}$	t_{rr}	Промежуток времени между моментом равенства анодного тока нулю и моментом спадания обратного тока через прибор до оговоренной величины (обычно 10% от амплитудной величины обратного тока на этапе восстановления) при оговоренных условиях и после работы прибора в отпертом состоянии
Тепловое сопротивление	$R_т$	Θ	Превышение температуры, отнесенное к единице мощности, рассеиваемой в оговоренном элементе прибора над температурой внешней опорной точки после установления температурного равновесия
Переходное тепловое сопротивление	$r_т$, $r_т(t)$	$\Theta(t)$	Превышение температуры, отнесенное к единице рассеиваемой в переходе мощности, над температурой внешней опорной точки для оговоренного интервала времени после скачкообразного увеличения рассеиваемой в переходе мощности и при сохранении неизменной температуры корпуса прибора или окружающей

Продолжение табл. 2-2

Наименование параметра	Обозначение	Обозначение в оригинале	Определение
Температура перехода	$T_{пер}$	T_J	Фактическая температура перехода
Температура корпуса	$T_{корп}$	T_C	Температура корпуса
Окружающая температура	$T_{окр}$	T_A	Окружающая температура
Температура хранения	$T_{хр}$	T_{stg}	Температура хранения

Примечание. В отечественной литературе параметры, отмеченные звездочкой, указывают как предельно допустимые. (Прим. редакторов перевода.)

Раздел третий

ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ТИРИСТОРОВ

Все приборы, относящиеся к семейству тиристоров, обладают способностью переключаться в одном или в двух квадрантах своей вольт-амперной характеристики. Все виды тиристоров, используемых как переключатели мощности, имеют общие свойства с точки зрения рассеяния и отвода тепла, которые необходимо учитывать при разработке и выборе приборов. При этом тиристоры переключаются в отпертое состояние либо путем приложения входного сигнала к управляющему электроду, либо путем увеличения анодного напряжения сверх величины $U_{отп}$. Эти и другие общие свойства тиристорных приборов позволяют одинаково подходить к установлению их технических характеристик, которое при рассмотрении специфических видов, как, например, триодных однонаправленных (*запирающих в обратном направлении*) либо двунаправленных тиристоров, требует лишь уточнения некоторых деталей.

В последующих параграфах данного раздела используются в основном термины, характерные для триодных однонаправленных тиристоров. Однако бо́льшая часть этого материала применима и для других приборов из семейства тиристоров. Более специализированная информация представлена: в разд. 7 по двунаправленным тиристорам, в разд. 13 по тиристорам, управляемым светом, и в разд 14 по двухоперационным (полностью управляемым) тиристорам

3-1. ТЕМПЕРАТУРА ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СТРУКТУРЫ

Рабочий диапазон температуры электронно-дырочного перехода определяется для каждого отдельного типа тиристора Знание нижнего температурного предела необходимо для ограничения механических напряжений в кристалле кремния до безопасной величины. Этот вид напряжений обусловливается разностью температурных

коэффициентов расширения материалов, которые применяются при изготовлении вентильного элемента. Верхний предел рабочей температуры обусловлен зависимостью напряжения отпирания тиристора $U_{отп}$ от температуры, а также соображениями термической устойчивости перехода вентиля. В некоторых случаях верхний предел температуры хранения тиристора может быть выше рабочего предела. Он выбирается таким образом, чтобы обеспечивались необходимая надежность при хранении и стабильность характеристик в зависимости от времени.

Расчетная наибольшая рабочая температура перехода может быть использована для определения перегрузочной способности тиристора по току в установившемся и повторяющемся режимах для заданных конструкций теплоотвода и наибольшей окружающей температуры. Соответственно может быть решена и обратная задача — расчет теплоотводящей системы для заданной нагрузки прибора, для чего используется классический подход, базирующийся на понятии теплового сопротивления (§ 3-3 и 3-4).

В переходных режимах прибор может работать с температурой, большей, чем установленная для него максимальная рабочая температура, не выходя при этом за свои граничные параметры. Примером такого режима является воздействие броска тока, не превышающего установленное значение прямого ударного тока. Другим примером может служить местное увеличение температуры перехода за счет повышенного при определенных условиях выделения мощности на интервале отпирания тиристора. В настоящее время устанавливать температурные пределы для подобных напряженных рабочих режимов непрактично с точки зрения как системы граничных параметров, так и удобств применения приборов. Поэтому такие режимы с температурой, превышающей расчетную, должны по-прежнему входить в число режимов, характеризуемых установленными для прибора граничными параметрами.

3-2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ В СТРУКТУРЕ

Нагрев *p-n-p-n*-структуры обусловлен электрическими потерями мощности, которые можно подразделить на пять видов:

а) потери за счет падения напряжения во время протекания прямого тока нагрузки;

б) потери за счет прямого тока утечки в режиме малой прямой проводимости;

в) потери за счет обратного тока утечки в режиме малой обратной проводимости;

г) потери во входной цепи УЭ, обусловленные протеканием тока управления;

д) потери во время переключений.

Потери в состоянии прямой проводимости являются основным источником нагрева электронно-дырочного перехода при нормальных условиях и промышленной частоте. Однако при нарастании тока с большой скоростью (т. е. с высокой di/dt) или при высоких рабочих частотах определяющим фактором могут стать потери на интервале отпирания. Такие случаи рассмотрены в § 3-7 и 3-8.

На рис. 3-1 показана зависимость электрических потерь в состоянии прямой проводимости от величины среднего тока для вентиля типа С35 при различных углах проводимости и частоте до 400 *гц*. Подобные зависимости для каждого типа тиристора приводятся в каталогах и справочных листках. Эти кривые справедливы при кривой тока, представляющей собой часть синусоидальной полуволны, получающейся в том случае, когда в однофазной цепи с активной нагрузкой отпирание вентиля запаздывает на некоторый угол $\alpha = 180° - \lambda$. Они сохраняют силу и для прямоугольной формы тока с такими же средним значением и углом проводимости λ. Эти кривые являются результатом интегрирования произведения мгновенного анодного тока и мгновенного прямого падения напряжения. Для углов проводимости, отличающихся от указанных на рис. 3-1, такое интегрирование можно производить графически или аналитически, используя зависимость прямого падения напряжения от тока для данного вентиля.

Потери при прямом и обратном запертых состояниях определяются путем аналогичного интегрирования с помощью соответствующих вольт-амперных характеристик для режимов малых прямой и обратной проводимостей, приведенных в справочных данных.

При импульсных сигналах управления потери в цепи управляющий электрод—катод незначительны. При длительных управляющих сигналах либо для тиристоров малой мощности эти потери могут стать более существенными. Их можно вычислить с помощью вольт-амперных характеристик управляющего электрода, приводимых в справочных данных для каждого типа. Наибольшее выделение мощности в цепи управляющий электрод—катод наблюдается у тех приборов, у которых вольт-амперные характеристики управляющего электрода пересекают линию нагрузки источника сигналов управления в ее средней части. Более детально характеристики и линии нагрузки цепи управления рассматриваются в разд. 4.

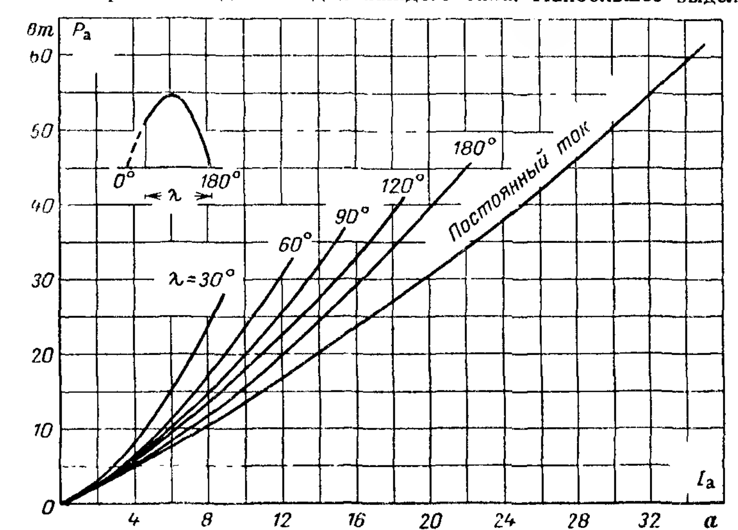


Рис. 3-1. Зависимость среднего значения мощности рассеяния от величины прямого тока для тиристоров типа С35 при температуре перехода $+125°$ С и различных значениях угла проводимости.

Коммутационные потери при отпирании рассматриваются в § 3-7, *а при запирании — в разд. 5.*

3-3. ТЕПЛОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Тепло, которое образуется в электронно-дырочных переходах в результате электрических потерь мощности, передается корпусу вентиля, а затем поступает в радиатор (охладитель). Превышение температуры перехода над температурой корпуса (болта) вентиля прямо пропорционально потоку тепла, поступающему от перехода и тепловому сопротивлению вентиля. Это соотношение в условиях установившегося режима определяется следующим уравнением

$$T_{пер} - T_{корп} = PR_т, \tag{3-1}$$

где $T_{пер}$ — средняя температура перехода, °C; $T_{корп}$ — температура корпуса вентиля, °C; P — средняя мощность рассеяния на переходе, *вт*; $R_т$ — тепловое сопротивление между переходом и нижней поверхностью корпуса вентиля в стационарном режиме, °C/*вт*.

С помощью соотношения (3-1) и вольт-амперных характеристик прямой проводимости можно определить допустимое рассеяние *мощности и, таким образом, номинальную величину прямого постоянного* тока для заданной температуры корпуса вентиля. Для этой цели $T_{пер}$ принимают за максимально допустимую температуру перехода для данного вентиля. Максимальные значения $R_т$ и $T_{пер}$ даны в справочных данных на приборы.

3-4. ПЕРЕХОДНОЕ ТЕПЛОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Уравнение (3-1) не дает возможности определить максимальную температуру перехода, когда тепло подводится импульсами, как, например, при повторяющихся интервалах проводимости в схемах переменного тока. Использование уравнения (3-1) с применением максимального за время импульса значения P даст завышенное значение превышения температуры перехода. С другой стороны, применение средней за период величины P приводит к занижению пиковой температуры перехода. Причиной такого противоречия является теплоемкость полупроводниковой пластины, т. е. необходимость определенного времени для ее нагрева и способность сохранять тепло.

По сравнению, например, с трансформаторами и электродвигателями полупроводниковые вентили имеют относительно малую теплоемкость, особенно их области, непосредственно прилегающие к электронно-дырочному переходу. В результате полупроводниковые вентили при приложении нагрузки нагреваются очень быстро, и температура перехода может изменяться на протяжении периода промышленной частоты. Однако для очень коротких перегрузок даже эта относительно малая теплоемкость может быть достаточной,

чтобы задержать быстрое повышение температуры перехода. Кроме того, радиатор, к которому обычно бывает прикреплен полупроводниковый вентиль, может иметь тепловую постоянную времени, которая выражается многими минутами.

Оба эти фактора можно успешно использовать с целью обеспечения нормальной работы тиристоров при режиме повторяющейся нагрузки и при больших импульсах тока, которые иногда значительно превышают опубликованные в справочниках значения номинального длительного тока для данного типа вентиля.

Тепловую схему можно упрощенно представить, как показано на рис. 3-2. Вариант схемы замещения, показанный на рис. 3-2,*а*, является наиболее употребительным, однако в некоторых случаях варианты по рис. 3-2,*б* или *в*, являющиеся взаимно дуальными и имеющие одинаковые характеристические уравнения, могут оказаться более удобными. При составлении этих схем исходят из предположения, что тепловые потери имеют место только на переходах. Это упрощение сохраняет силу для значений тока, при которых омические потери невелики по сравнению с потерями мощности на переходах.

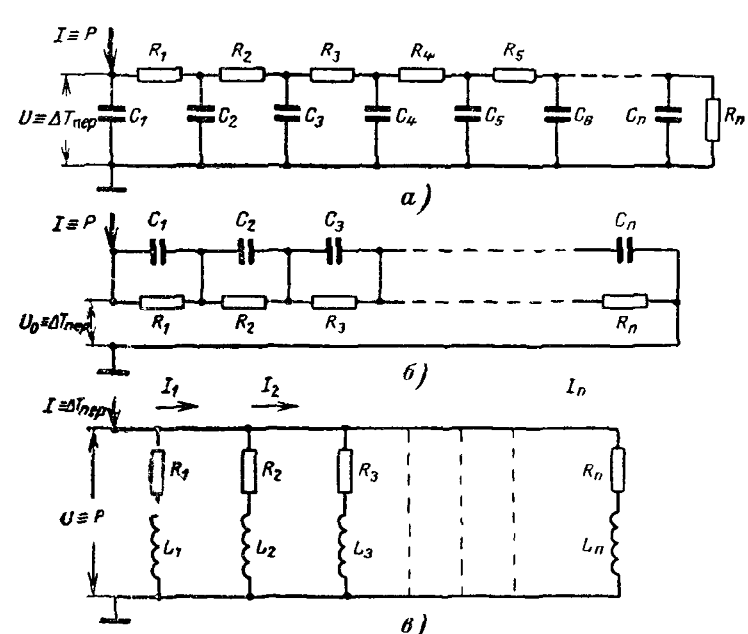


Рис. 3-2. Упрощенные эквивалентные тепловые схемы тиристора.

В схемах *а* и *б* входной ток *I* характеризует мощность, выделяющуюся в переходе тиристора, а напряжение в отдельных точках — превышение температуры соответствующих зон над температурой окружающей среды. В схеме *в* входное напряжение *U* характеризует подводимую мощность, а токи *I*, I_1 и т. д. — соответствующие температурные перепады.

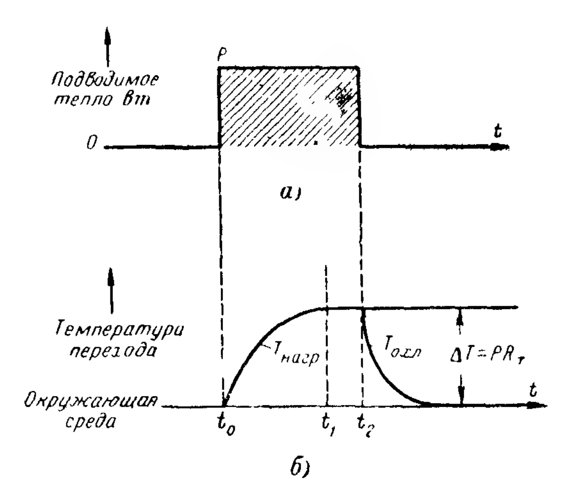


Рис. 3-3. Изменение температуры перехода при воздействии прямоугольного импульса мощности.

На рис. 3-2 точки с нулевым потенциалом соответствуют окружающей среде. Если вентиль укреплен на радиаторе с бесконечно большой теплоемкостью, то температуру такого радиатора можно использовать в качестве исходной и обозначить ее на схеме замещения точкой с нулевым потенциалом. Однако в более крупных вентилях тепловое сопротивление корпус—теплоотвод относительно велико по сравнению с тепловым сопротивлением переход—корпус. В таких случаях в качестве исходной должна выбираться температура корпуса или головки болта.

Когда в переходах вентиля выделяется импульс мощности *P*, как показано на рис. 3-3,*а*, температура перехода повышается со скоростью, которая зависит от температурной постоянной времени вентиля. На рис. 3-3,*б* этот процесс представлен кривой $T_{нагр}$. По прошествии достаточно длительного времени t_1-t_0 температура перехода устанавливается на некотором уровне, который выше температуры окружающей среды (или температуры корпуса) на величину $\Delta T=PR_т$. Это выражение повторяет (3-1), причем $R_т$ является суммой величин от R_1 до R_n в тепловой схеме на рис. 3-2,*а*. Если после стабилизации температуры перехода подводимая мощность упадет до нуля в момент t_2, то температура перехода, которая на рис. 3-3,*б* обозначена $T_{охл}$, опять будет понижаться до температуры окружающей среды. Можно показать [Л. 3-1], что кривые $T_{нагр}$ и $T_{охл}$ совпадают друг с другом при наложении, т. е.

$$T_{охл}=\Delta T-T_{нагр}=PR_т-T_{нагр}. \qquad (3\text{-}2)$$

Разделив мгновенное превышение температуры (кривая $T_{нагр}$ на рис. 3-3,*б*) на мощность *P*, которая вызывает это повышение

температуры, перейдем от размерности по оси ординат в °С к размерности в °С/*вт*. Последняя размерность соответствует тепловому сопротивлению, а полученная величина, выраженная зависимостью $T_{нагр}/P=f(t)$, называется **переходным тепловым сопротивлением** $r_т=f(t)$. На рис. 3-4 представлен график переходного теплового сопротивления для тиристоров типа С35 (2N681) для двух случаев: когда тиристор подсоединен к бесконечно большому радиатору (кривая *2*) и когда он укреплен с помощью гайки на квадратной медной пластине 102×102×1,5 *мм* (кривая *1*).

Значения переходного теплового сопротивления можно получить путем измерения температуры перехода после действия на вентиль импульса определенной мощности или после снятия с вентиля, работавшего с известной нагрузкой в установившемся режиме этой нагрузки. Температура перехода измеряется с помощью одного из зависящих от температуры параметров, например, путем измерения прямого падения напряжения при малых токах. Пересчет данных, полученных при нагреве, к данным для процесса охлаждения или наоборот можно производить при помощи уравнения (3-2).

Для того чтобы с достаточной уверенностью использовать кривую переходного теплового сопротивления для проектирования устройств, эта кривая должна отражать наиболее высокие возможные значения теплового сопротивления для каждого из полученных с учетом технологического разброса промышленных образцов. Чтобы обеспечить необходимую надежность работы оборудования при возможных типах повторно-импульсных нагрузок, эта кривая приводится в каталогах с учетом дополнительного небольшого коэффициента запаса.

Если предположить, что график выделяющейся в переходе мощности состоит из ряда следующих один за другим импульсов прямоугольной формы длительностью δ и амплитудой P, то температура перехода в любой заданный момент времени t' может быть

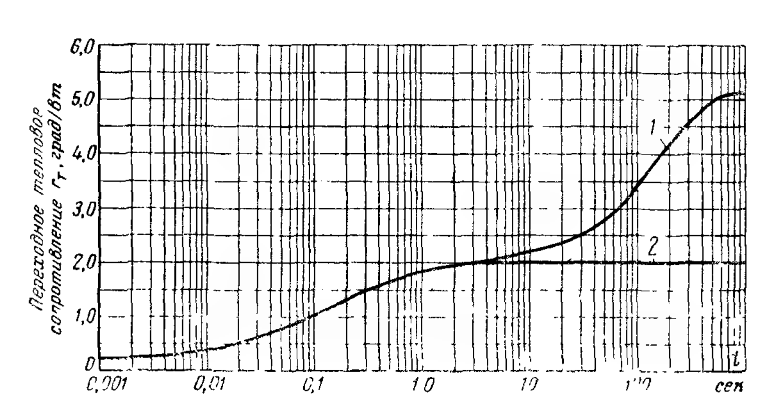


Рис. 3-4. Переходное тепловое сопротивление тиристора типа С35.
1 — при присоединении вентиля к медной пластине размером 102×102×1,5 *мм*; *2* — при присоединении к бесконечно большому радиатору.

найдена путем подстановки t' в верхний предел следующей суммы:

$$T_{пер}(t) \approx T_{окр} + \sum_{n=1}^{t/\delta}\left[P\left(\frac{2\left(\frac{t}{\delta}-n\right)\delta-\delta}{2}\right)\right][r_{n\delta}-r_{n\delta-\delta}],$$

где t/δ должно быть целым числом.

Пределом данной суммы при $\delta \to 0$ является следующий интеграл:

$$T_{пер}(t) = T_{окр} + \int_0^t P(t)\frac{dr_{t-\tau}}{d\tau}d\tau.$$

Подобные вычисления могут быть запрограммированы для расчетов на вычислительной машине, если суммирование «вручную» становится слишком громоздким.

Как видно из рис. 3-4, кривая переходного теплового сопротивления приближается асимптотически к своим предельным значениям, соответствующим длительным и очень кратковременным интервалам. Для очень больших промежутков времени переходное сопротивление приближается к температурному сопротивлению установившегося режима $R_т$.

Для $t<1$ *мсек* значение переходного теплового сопротивления при 1 *мсек* должно быть пересчитано путем умножения на $1/\sqrt{t}$. Так, например, тепловое сопротивление вентиля типа С35 при интервале $t=10$ *мксек* может быть определено как

$$\frac{0,06}{\sqrt{10^{-3}/10^{-5}}}=0,006\ °С/вт.$$

Однако полученные таким образом данные справедливы только для интервалов, в течение которых вентиль успевает включиться полностью. Другими словами, эти значения не должны использоваться в течение интервала переключения (см. § 3-7). Кроме того, таким способом не рекомендуется пользоваться при интервалах менее 10 *мксек*. Для максимального использования полупроводниковых приборов в микросекундном диапазоне следует учитывать дополнительные факторы и использовать другие методы определения номинальных параметров и срока службы.

3-5. ПАРАМЕТРЫ ТОКОВОЙ НАГРУЗКИ ПРИ ПОВТОРЯЮЩЕМСЯ И НЕПОВТОРЯЮЩЕМСЯ РЕЖИМАХ

3-5-1. Общие соображения

Содержание всех частей настоящего параграфа и § 3-6 относится к обычной системе параметров, использовавшейся ранее применительно к режимам, когда потерями мощности на интервале

отпирания тиристора можно пренебречь Параметры с учетом процесса отпирания рассматриваются в § 3-7; допустимые значения тока для работы на повышенных частотах, когда также нельзя пренебречь потерями при отпирании, рассмотрены в § 3-8.

Когда полупроводниковый прибор используется в таком режиме, что максимально допустимая пиковая температура перехода никогда не превышается, то считается, что прибор работает в установившемся или в повторяющемся режиме. Любой нормальный режим и любое оборудование, использующее полупроводниковые приборы, должны удовлетворять этому условию, если приборы предназначены для использования в режиме повторяющегося отпирания. В § 3-6 указываются способы проверки пиковой температуры перехода. Это позволяет проектировщику правильно использовать приборы в повторяющемся режиме.

К группе параметров, характеризующих тиристоры в полном смысле слова как силовые приборы, относятся параметры, определяющие нагрузку по току при неповторяющемся режиме. Эти параметры допускают превышение в течение определенного времени максимально допустимой для повторяющегося режима рабочей температуры перехода. Это обеспечивает прибору определенную перегрузочную способность для коротких интервалов и позволяет координировать защиту от сверхтоков с использованием токоограничивающих устройств. Важнейшими из таких параметров являются указываемые в справочных данных однопериодный ударный ток и величина I^2t. Эти параметры должны использоваться только при необычных режимах цепи, например при аварийных условиях. При этом предполагается, что подобные перегрузки прикладываются к вентилю лишь ограниченное число раз за время его срока службы. Для большинства типов тиристоров это допустимое число перегрузок лежит в диапазоне от сотни до нескольких сотен. Использование вентилей без учета таких ограничений может привести к постепенному ухудшению их характеристик. Кроме того, параметры для неповторяющегося режима предполагают их применение только в том случае, когда такие перегрузки не повторяются до того, как температура перехода не возвратится к своему максимально допустимому для повторяющегося режима значению или будет еще ниже.

3-5-2. Номинальное среднее значение тока (повторяющийся режим)

Номинальное среднее значение тока является, по-видимому, наиболее важным из параметров, характеризующих нагрузку вентиля по току. Зависимость этого параметра от окружающей температуры указывается в справочных данных так, как это, например, показано для тиристоров типа С35 на рис. 3-5. Такие кривые определяют максимально допустимые значения среднего за период анодного тока тиристора в зависимости от температуры корпуса и угла проводимости λ. Точки на этих кривых выбираются таким образом, что температура перехода в указанных условиях не превышает максимальной допустимой величины. Максимальная расчетная температура перехода тиристоров типа С35 составляет 125° С.

Кривые на рис. 3-5 учитывают небольшое увеличение общей мощности за счет потерь при приложении обратного напряжения, потерь на управляющем электроде и коммутационных потерь при частоте до 400 *гц*. Для вентилей, монтируемых с помощью проволочных выводов или имеющих небольшие корпуса (типа ТО-5 или ТО-18), номинальный прямой ток может заметно зависеть от потерь, определяемых управляющим сигналом. Для вентилей, для которых это обстоятельство существенно, оно отражается в справочных данных.

Если вентиль в однофазной схеме с активной нагрузкой отпирается тотчас после того, как его анод становится положительным то угол проводимости равен 180°. Если температура корпуса 80° С или ниже, то тиристор типа С35 может работать при среднем токе в 13 *а*, как указано на кривых для вентиля этого типа на рис. 3-5 Если угол отпирания равен 120°, то тиристор будет проводить ток лишь в течение оставшихся $\lambda = 60°$. В этих условиях максимально допустимый средний ток при температуре головки болта 80° С равен 9 *а*, т. е. значительно меньше, чем при угле проводимости в 180°.

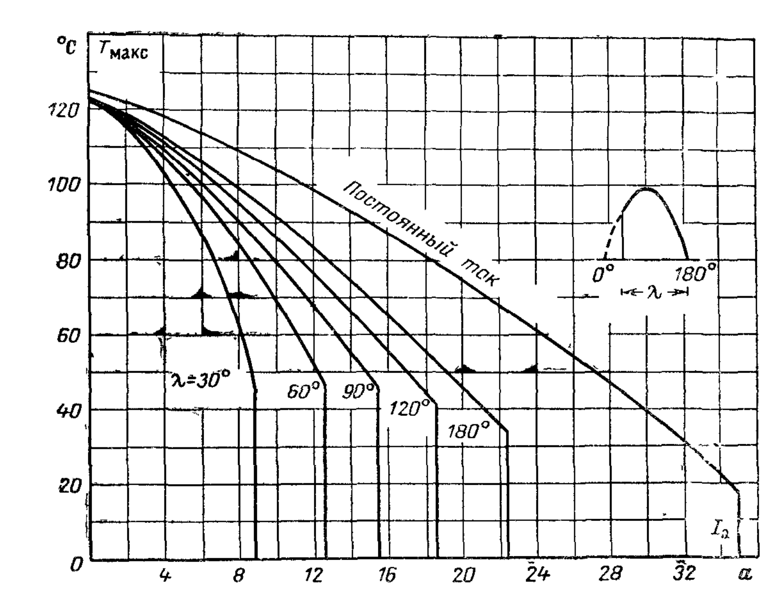


Рис. 3-5. Максимально допустимое среднее значение тока вентиля типа С35 при разных углах проводимости λ и при постоянном токе. По оси ординат — максимально допустимая температура корпуса (головки болта).

3-5-3. Действующее значение тока (повторяющийся режим)

Из рис. 3-5 видно, что графики для тока с различной формой кривой имеют различные конечные точки. Эти точки соответствуют одному и тому же действующему значению тока и, таким образом, кривые рис. 3-5 характеризуют допустимое действующее значение тока[1] Так, например, номинальное значение постоянного тока вентиля С35 составляет 35 *а,* т. е. допустимое среднее значение тока в однополупериодной схеме при угле проводимости $\lambda=180°$ равно $35/1{,}57=22{,}3$ *а*. Коэффициент 1,57 является коэффициентом формы, определяющим отношение действующего значения тока к среднему при синусоидальной форме волны. В случае постоянного тока действующее и среднее значения одинаковы. Указанные в справочных данных номинальные действующие значения тока необходимы для того, чтобы предохранить имеющие постоянное сопротивление элементы прибора (токоведущие спаи, выводы и пр.) от чрезмерного перегрева.

Номинальное действующее значение тока следует учитывать при пропускании через прибор кратковременных больших импульсов тока с малой скважностью. Хотя среднее значение при этом может оставаться в пределах номинального, действующее значение тока может превысить допустимое.

3-5-4. Учет импульсов тока произвольной формы и перегрузок (повторяющийся режим).

Нельзя допускать, чтобы при повторяющемся протекании через вентиль тока с произвольной формой при изменении относительной длительности интервала проводимости и при повторных перегрузках максимальная температура *p-n-p-n*-структуры в любой момент времени превышала допустимую (см. § 3-6).

3-5-5. Максимально допустимый одноопериодный ударный ток и величина I^2t (неповторяющийся режим)

В том случае, когда перегрузку или короткое замыкание можно рассматривать как неповторяющиеся, максимальная расчетная температура перехода в течение короткого промежутка времени может быть превышена; таким образом, вентиль по току обладает определенной перегрузочной способностью. Допустимые параметры при таких однократных режимах определяются кривой ударного одноопериодного тока и величиной I^2t

[1] В отечественной практике не принято характеризовать вентили действующим значением тока, одинаковым для токов различной формы. В соответствии с каталогами на неуправляемые вентили (Информстандартэлектро выпуск 05 03 38-67) и на тиристоры (выпуск 05.03.39 67) полупроводниковые вентили характеризуются допустимой мощностью рассеяния *P*, зависящей как от среднего $I_а$, так и от действующего $I_{а\,действ}$ значений анодного тока и от коэффициента его формы·

$$P = U_0 I_а + k_ф R_д I^2_{а.действ}$$

где U_0 и $R_д$ — пороговое напряжение и сопротивление, определяемое при линейно-ломаной дифференциальной ветви вольт-амперной характеристики. (Прим. редакторов перевода.)

Кривая на рис. 3-6 показывает максимально допустимые значения одноопериодного ударного тока при определенных рабочих условиях. При этом предполагается, что температура перехода перед перегрузкой могла быть равна максимально допустимой для повторяющегося режима (125° С для вентиля С35), таким образом, температура перехода в течение короткого интервала времени при перегрузке может превышать номинальное значение. При подобных перегрузках прибор может на короткое время терять управляемость в прямом направлении, однако он должен сохранять способность запирать обратное напряжение.

По оси ординат на рис. 3-6 отложены амплитудные значения синусоидальных полуволн тока на выходе однополупериодного выпрямителя при частоте 60 *гц*. Точка, соответствующая одному периоду, показывает, таким образом, допускаемую амплитуду тока, равную 150 *а,* при включении вентиля на один полупериод (т. е. в течение 0,00834 *сек*). Точка, соответствующая 20 периодам, показывает, что допускается 20 полуволн тока, отделенных такими же равными интервалами одна от другой, с амплитудой, равной 80 *а*.

Для тех применений, когда способность запирать прямое напряжение нужна непосредственно сразу после интервала проводимости, необходимо точное ограничение температуры перехода. Такие применения обычно требуют значительного снижения наибольшего допустимого тока по сравнению с его предельно допустимым ударным значением.

Величина I^2t относится к непериодическим перегрузкам длительностью менее одного периода. При таких режимах тиристор может рассматриваться как сопротивление с определенной теплоем-

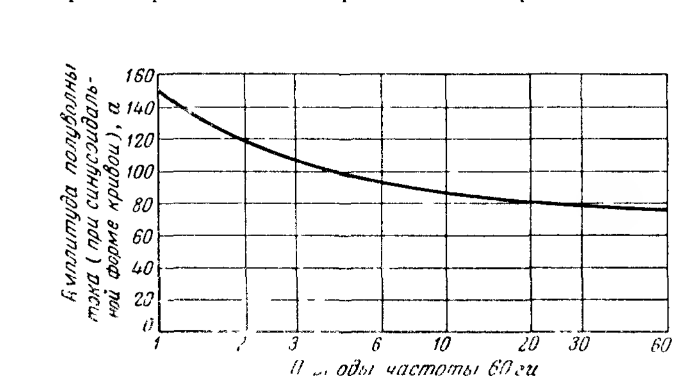


Рис. 3-6. Зависимость максимально допустимой амплитуды ударного одноопериодного тока от числа периодов для вентиля типа С35, работавшего до этого в номинальном режиме (температура $-65 \div +125°$ С).

костью и без отвода мощности, в связи с чем его перегрузочную способность можно характеризовать величиной I^2t*, где I — действующее значение тока за время t. Значения этого параметра I^2t для тиристоров приведены в справочных данных. При этом предполагается, что прибор уже находится в проводящем состоянии.

Если тиристор включается на короткозамкнутую цепь, то скорость нарастания тока di/dt в течение интервала отпирания должна быть меньше предельно допустимой величины, оговоренной в справочных данных. Потери мощности при отпирании детально рассматриваются в § 3-7.

При условии соблюдения указанных выше мер предосторожности можно осуществить защиту тиристоров от повреждений и сверхтоков таким же образом, как и мощных неуправляемых вентилей. Методы защиты рассматриваются в разд. 15.

3-6. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НОМИНАЛЬНОГО ТОКА НАГРУЗКИ

3-6-1. Общие соображения

Для того чтобы прибор мог быть правильно использован в условиях повторяющейся нагрузки, нельзя допускать, чтобы максимально допустимая рабочая температура перехода вентиля была превышена. Это требование может быть легко выполнено, если известны мощность потерь в полупроводниковом приборе и его тепловые характеристики.

Сведения, приведенные в справочных данных на вентили фирмы Дженерал Электрик, и соотношения, помещенные в табл. 3-1, дают возможность рассчитывать предельные токи мощных полупроводниковых вентилей при различных условиях.

В табл. 3-1 приняты обозначения:

$T_{оп}$ — температура «опорной» точки; r_n — переходное тепловое сопротивление для интервала t_n; r_{n-m} — переходное тепловое сопротивление для интервала t_n—t_m.

3-6-2. Воздействие на вентиль импульсов неправильной формы (приближенный метод)

Приведенные в табл. 3-1 соотношения для расчета температуры перехода основаны на предположении, что зависимость мощности, подводимой к переходу, от времени имеет форму импульса прямоугольной формы. В большинстве практических случаев импульс мощности не имеет этой идеальной для расчета формы, поэтому

* Последние исследования в СССР и за рубежом показывают, что при неповторяющейся токовой перегрузке длительностью менее 10 *мсек* допускаемая величина I^2t непостоянна, а именно она повышается примерно в 1,5—2 раза при уменьшении длительности импульса тока до 1 *мсек*. Это связано с определенным отводом мощности от перехода даже при таких длительностях. В связи с этим величина I^2t, строго говоря, не может использоваться как параметр для оценки стойкости вентилей к неповторяющимся перегрузкам в этом диапазоне длительностей импульсов тока. (Прим. редакторов перевода.)

Таблица 3-1

Основные соотношения для определения номинального тока нагрузки тиристоров

Вид нагрузки	График потерь мощности	Кривая нарастания температуры	Решения для температуры перехода и потерь мощности
Непрерывная установившаяся нагрузка			$T - T_{оп} = P_0 R_т$; $P_0 = \frac{T - T_{оп}}{R_т}$
Однократный импульс нагрузки			$T_1 - T_{оп} = P_0 r_1$; $T_2 - T_{оп} = P_0(r_2 - r_{2-1})$; $P_0 = \frac{T_1 - T_{оп}}{r_1}$
Серия коротких импульсов нагрузки с равной амплитудой			$T_1 - T_{оп} = P_0 r_1$; $T_3 - T_{оп} = P_0[r_3 - r_{3-1} + r_{3-2}]$; $T_5 - T_{оп} = P_0[r_5 - r_{5-1} + r_{5-2} - r_{5-3} + r_{5-4}]$ и т. д.

Вид нагрузки	График потерь мощности	Кривая нарастания температуры	Решения для температуры перехода и потерь мощности
Серия импульсов нагрузки с неравной амплитудой			$T_1 - T_{оп} = P_0 r_1;$ $T_2 - T_{оп} = P_0 r_3 - P_0 r_{3-1} + P_2 r_{3-2},$ $T_3 - T_{оп} = P_0 r_5 - P_0 r_{5-1} +$ $+ P_2 r_{5-2} - P_2 r_{5-3} + P_4 r_{5-4}$
Длинная серия импульсов с равной амплитудой (приближенное решение)			$T_0 - T_{оп} = P_0 \left[\frac{t_p R_т}{\tau} \left(1 - \right.\right.$ $\left.\left. - \frac{t_p}{\tau}\right) r_{\tau+t_p} - r_\tau + r_{t_p}\right],$ $P_0 = \frac{T_п - T_{оп}}{\frac{t_p R_т}{\tau} + \left(1 - \frac{t_p}{\tau}\right) r_{\tau+t_p} - r_\tau + r_{t_p}}$
Перегрузка, следующая за непрерывной работой (неимпульсная перегрузка)			$T_п - T_{оп} = P_н R_т + (P_п - P_н) r_{t_п};$ $P_п = \frac{T_п - T_{оп} - P_н R_т}{r_{t_п}} + P_н$

Вид нагрузки	График потерь мощности	Кривая нарастания температуры	Решения для температуры перехода и потерь мощности
Перегрузка, следующая за непрерывной работой (импульсная перегрузка, приближенное решение)	$P_0 \frac{t_p}{\tau} > P_н$		$T_п - T_{оп} = P_н R_т + P_0 \left[\left(\frac{t_p}{\tau} + \right.\right.$ $\left. + \frac{P_н}{P_0} \right) r_{t_п} + \left(1 - \frac{t_p}{\tau}\right) r_{\tau+t_p} -$ $\left. - r_\tau + r_{t_p} \right],$ $P_0 = \frac{T_п - T_{оп} - P_н (R_т + r_{t_п})}{\left(\frac{t_p}{\tau} - \frac{P_н}{P_0}\right) r_{t_п} + \left(1 - \frac{t_p}{\tau}\right) r_{\tau+t_p} - r_\tau + r_{t_p} - r_1}$

с помощью соответствующих приближений действительную форму следует преобразовать в прямоугольную форму, чтобы затем можно было воспользоваться указанным выше методом.

На рис 3-7,*а* показан импульс мощности произвольной формы, который повторяется с периодом τ, *сек*, и имеет максимальную величину $P_{\text{макс}}$ и среднюю величину за период $P_{\text{ср}}$. Для расчета максимальной температуры перехода эту форму импульса можно заменить прямоугольным импульсом, показанным на рис 3-7,*б*. Этот эквивалентный прямоугольный импульс имеет такие же значения максимальной $P_{\text{макс}}$ и средней $P_{\text{ср}}$ мощности, как и реальный импульс на рис. 3-7,*а*, и длительность, равную $N\tau$, где $N=P_{\text{ср}}/P_{\text{макс}}$, чтобы сохранить прежнее соотношение между максимальной и средней мощностями.

Такой способ пересчета в прямоугольные импульсы мощности соответствует худшему случаю приближения, поскольку прямоугольный импульс мощности всегда вызывает повышение температуры, которое равно или больше повышения при любом другом импульсе, имеющем такую же максимальную и среднюю мощность. Иными словами, прямоугольный импульс мощности вызывает повышение температуры перехода больше, чем импульс любой другой формы с такими же максимальным и средним значениями, так как он концентрирует свое тепловое воздействие в более короткий промежуток времени, сводя таким образом к минимуму охлаждение во время импульса.

На рис 3-8,*а* показан случаи, когда аналогичный способ пересчета можно использовать для сокращения трудоемкости расчетов максимальной температуры перехода, если обычный способ оказы-

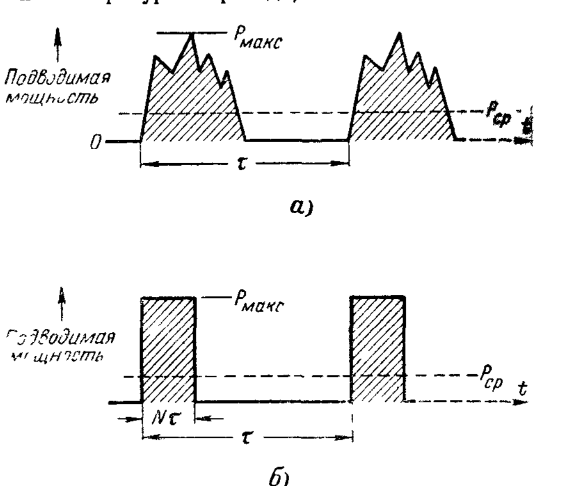
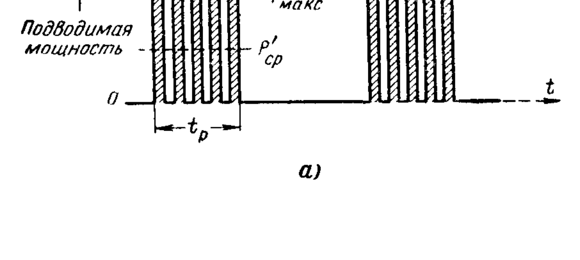


Рис 3-7. Аппроксимация импульсов мощности произвольной формы с помощью прямоугольных импульсов $N=P_{\text{ср}}/P_{\text{макс}}$, где $P_{\text{ср}}$ — мощность, усредненная за период.



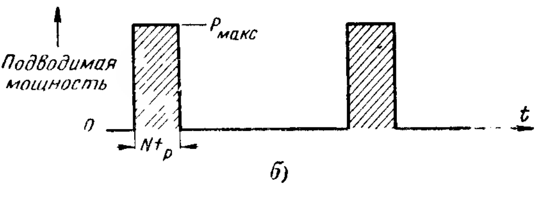


Рис 3 8 Аппроксимация пакета импульсов мощности одним прямоугольным импульсом $N=P'_{\text{ср}}/P_{\text{макс}}$, где $P'_{\text{ср}}$ — мощность, усредненная за время t_p

вается слишком громоздким На рисунке представлен случай, когда последовательность нескольких импульсов мощности чередуется с более длительным периодом отсутствия подводимой мощности Это характерно для любого повторяющегося режима работы при управлении по способу «включено—выключено» Каждую серию импульсов можно представить одним прямоугольным импульсом, внося этим весьма малую погрешность (причем эта погрешность всегда вызывает увеличение расчетной температуры перехода по сравнению с действительной), что позволяет, таким образом, применить прежние методы Для эквивалентного импульса, показанного на рис 3 8,*б*, выбирается такая же пиковая величина мощности, что и на рис 3 8,*а* Длительность эквивалентного прямоугольного импульса сокращается до Nt_p, где $N=P_{\text{ср}}'/P_{\text{макс}}$

Пример расчета Полуволна синусоидального тока протекает через тиристор типа С35 при частоте 60 *гц* Среднее значение тока за полный период составляет 10 *а* Пересчитаем нагревающее действие последовательности из четырех полуволн тока к действию прямоугольного импульса

$$I_{\text{макс}} = \pi I_{\text{ср}} = 31{,}4\ a$$

Из справочных данных на вентиль типа С35 получаем

$$U_{\text{макс}} = 1{,}7\ в \text{ при токе } 31{,}4\ a$$

Тогда

$$P_{\text{макс}} = I_{\text{макс}} U_{\text{макс}} = 31{,}4 \cdot 1{,}7 = 53{,}4\ вт$$

Также из справочных данных находим среднее за период значение мощности $P_{\text{ср}} = 16$ *вт* при среднем токе 10 *а*.

За время 3,5 периода (действительная длительность подогрева)

$$P_{ср} = 16 \frac{4}{3,5} = 18,3 \ вт.$$

Затем рассчитываем:

$$N = \frac{18,3}{53,4} = 0,34;$$

$$t = \frac{3,5 \text{ (периода)}}{60 \ гц} = 0,0585 \ сек;$$

$$Nt = 0,34 \cdot 0,0585 = 0,020 \ сек.$$

Таким образом, нагревающее действие четырех полуволн можно заменить действием одиночного прямоугольного импульса с амплитудным значением мощности 53,4 *вт* и длительностью 0,020 *сек*.

Установившийся режим работы тиристоров часто характеризуется воздействием на них бесконечно длинной последовательности равных импульсов мощности, реальную форму которых можно, как указано выше, заменить прямоугольной. При этом точное решение требует суммирования весьма большого числа членов, пока не будет достигнуто состояние равновесия, при котором подъем и спад температуры в каждом цикле равны по величине. В большинстве случаев одно из следующих двух соотношений позволит найти результат с требуемой точностью:

$$T_{пер.макс} = T_{окр} + P_{макс}\,[nR_{п.о} + (1 - n)\,r_{\tau+n\tau} - r_{\tau} + r_{n\tau}];$$

$$T_{пер.макс} = T_{окр} + P_{макс}\,[nR_{п.о} + (1 + n)\,r_{2\tau+n\tau} - r_{2\tau} + r_{n\tau+\tau} - r_{\tau} + r_{n\tau}],$$

где $T_{пер.макс}$ — наибольшая достигаемая температура перехода, $P_{макс}$ — амплитудное значение эквивалентного прямоугольного импульса мощности; n — относительная длительность импульсов мощности (равная отношению длительности импульса к периоду повторения); τ — период повторения импульсов; $R_{п.о}$ — установившееся тепловое сопротивление от перехода к окружающей среде.

При сравнении этих соотношений легко видеть, какое из них целесообразно использовать для получения большей точности в каждом конкретном случае.

3-6-3. Влияние конструкции радиаторов на кривую переходного теплового сопротивления

Так как радиатор является основным звеном в процессе теплопередачи между переходом и окружающей средой, то его конструкция значительно влияет на кривую переходного температурного сопротивления (см. рис. 3-4). Если конструкция полупроводникового прибора предусматривает крепление его с помощью нарезной части корпуса, имеющего форму болта, то изготовитель не может контролировать отвод тепла от корпуса, он может лишь сообщать данные о системе теплоотдачи между переходом и корпусом. Эти данные приведены на рис. 3-4 в виде кривой *2*, которая справедлива для вентиля, присоединенного к бесконечно большому радиатору.

Проектировщик реального устройства может использовать эту кривую при построении кривой переходного температурного сопротивления для прибора, присоединенного к реальному радиатору определенной конструкции, после нескольких простых расчетов. Эти расчеты предполагают, что температура радиатора равномерна даже при неустановившейся нагрузке, что позволяет характеризовать радиатор с помощью одной постоянной времени. Это является хорошим допущением для пластинчатых или ребристых радиаторов с относительно большой толщиной пластин или ребер, так что коэффициент эффективности их использования близок к единице. Допущение предполагает также высокую теплоемкость радиатора по сравнению с теплоемкостью вентиля. Прибавив рассчитанное (или измеренное) переходное тепловое сопротивление радиатора к кривой для «бесконечно большого радиатора», построим кривую $r_т$ для полной тепловой системы. Лучше всего этот метод можно объяснить на примере, который показывает, как можно рассчитать кривую *1* на рис. 3-4.

3-6-4. Пример расчета кривой переходного теплового сопротивления для радиатора определенной конструкции

Задание. Вентиль монтируется на крашеной медной пластине толщиной 1,51 *мм* (1/16 дюйма) и размером сторон 102×102 *мм* (4×4 дюйма). Эта пластина находится в условиях естественного охлаждения за счет конвекции воздуха. Построим кривую переходного теплового сопротивления для вентиля, укрепленного на этой пластине с помощью гайки, навернутой на нарезную часть корпуса, если дана кривая для бесконечного радиатора (рис. 3-4). Допустим, что тепловое сопротивление контакта между корпусом вентиля и пластиной незначительно.

Решение. Из теплового расчета охлаждающих пластин (см. разд. 18) имеем:

$$h_r = 0,00077 \ вт/см^2 \cdot {}^\circ C; \quad h_c = 0,00077 \ вт/см^2 \cdot {}^\circ C;$$

$$h_{полн} = h_r + h_c = 0,00154 \ вт/см^2 \cdot {}^\circ C.$$

Теплопроводность пластины

$$k = hA = 0,00154 \cdot 10,2^2 \cdot 2 = 0,32 \ вт/{}^\circ C.$$

Тепловое сопротивление пластины

$$R_{т\,(пл)} = \frac{1}{k} = \frac{1}{0,32} = 3,1 \ {}^\circ C/вт.$$

Теплоемкость пластины

$$C_т = c\rho V = 56 \ вт \cdot сек/{}^\circ C,$$

где c — удельная теплоемкость; ρ — плотность; V — объем пластины.

Тепловая постоянная времени

$$R_т C_т = 3,1 \cdot 56 = 174 \ сек.$$

Уравнение переходного теплового сопротивления пластины

$$r_{т\,(пл)} = R_{т\,(пл)}\,(1 - e^{-t/R_т C_т}) = 3,1\,(1 - e^{-t/174}),$$

Значения $r_{т(пл)}$ прибавляются к ординатам кривой для бесконечного радиатора, чтобы получить общее $r_т$ системы, как показано на рис. 3-4 Заметим, что тепловое сопротивление этой пластины незначительно для интервалов времени порядка 1 *сек* или менее после приложения импульса мощности При таких интервалах времени она ведет себя как бесконечный теплоотвод, который не вносит сопротивления Пластина и вся тепловая система достигают равновесия приблизительно через 1 000 *сек* При бо́льших интервалах времени теплоемкость системы не способствует поддержанию низкой температуры перехода

3-7. ДОПУСТИМЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ТОКА НА ИНТЕРВАЛЕ ОТПИРАНИЯ

Во многих случаях можно считать, что тиристор отпирается мгновенно. Это предположение справедливо, если скорость нарастания анодного тока *di/dt* мала, так что время нарастания тока, определяемое внешней цепью, велико по сравнению со временем, требующимся для того, чтобы полупроводниковые переходы достигли состояния полной прямой проводимости при равномерной плотности тока Параметры, характеризующие нагрузку по току, о которых шла речь в § 3 6, основываются на этом условии равномерного распределения тока по площади перехода. Другими словами, при этом предполагается, что температура на всей поверхности перехода устанавливается равной пиковым значениям температуры перехода, на которых основываются токовые параметры для повторяющегося и неповторяющегося режимов.

В тех случаях, когда скорость нарастания анодного тока *di/dt* весьма велика по сравнению со скоростью расширения включившейся части поверхности перехода вентиля, на последней возникают локальные «горячие точки», перегрев которых обусловлен высокой плотностью тока в участках перехода, уже перешедших в состояние высокой проводимости В частности, если прямое запираемое напряжение на тиристоре и величина *di/dt* при отпирании велики, потери мощности на интервале отпирания в таких локализованных участках могут вызвать недопустимое увеличение их температуры и выход тиристора из строя вследствие «прожога».

3-7-1. Определение скорости нарастания анодного тока

Определение допустимой величины *di/dt* для тиристоров требует решения вопросов о форме кривой тока, условиях испытания и выборе легко воспроизводимой испытательной схемы Показанная на рис. 3-9,*а* форма тока обеспечивает практически линейное его нарастание и спад по кривой с затуханием, близким к критическому. Это необходимо по следующим соображениям:

1 Нарастание тока в испытываемом тиристоре *ИТ* должно быть линейным, начиная с момента отпирания Известно, что если тиристор выходит из строя из-за чрезмерной *di/dt*, то это в большинстве случаев происходит в течение времени порядка 1 *мксек*. Следовательно, интервал линейного нарастания t_1 выбирается равным или несколько большим 1 *мксек*

2. Спад волны тока («хвост» кривой) выбран таким, чтобы он не содержал обратного выброса, который при некоторых условиях

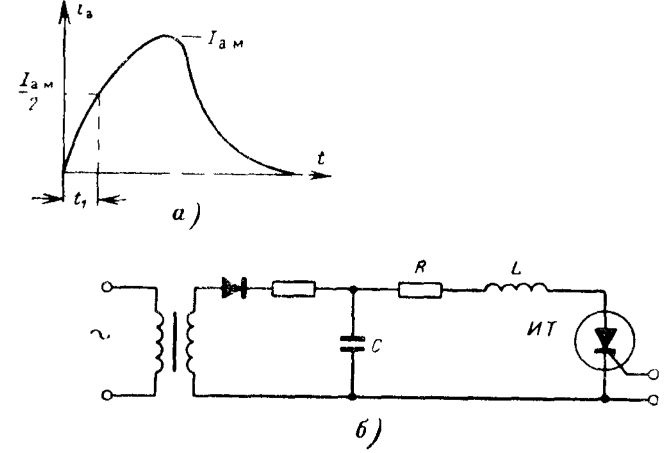


Рис. 3-9. Кривая анодного тока (*а*) и схема включения (*б*) для испытаний тиристора на допустимое *di/dt*. $di/dt = I_{а\,м}/2t_1$. Рекомендуемые условия испытаний: $I_{а\,м} \geq I_{а\,ном}$; $t_1 \geq 1$ *мксек*, частота повторения не менее 50—60 *гц*, температура корпуса равна $T_{корп\,макс\,доп}$; прямое запираемое напряжение равно $U_{пр\,м}$, управляющий импульс 20 *в* через сопротивление 20 *ом*, $t_{имп} = 3$ *мксек*, $t_{фронта} = 1$ *мксек*.

Параметры схемы: $L \approx 1{,}68\, t_1 U_{пр\,м}/I_{а\,м}$; $C \approx 5{,}6\, t_1 I_{а\,м}/U_{пр\,м}$; $R \approx 0{,}54 U_{пр\,м}/I_{а\,м}$.

может накладывать дополнительные нагрузки на испытуемый тиристор, затушевывая таким образом основное исследуемое явление, т. е. влияние *di/dt*.

Испытательная схема (рис. 3-9,*б*) может быть использована как при определении предельно допустимого значения *di/dt* путем испытаний до разрушения, так и при разбраковке тиристоров по заданному значению *di/dt* на годные и негодные.

3-7-2. Определение допускаемого тока на интервале отпирания

На рис. 3-10 показаны зависимости допустимого значения тока, который может протекать через тиристор типа С35 спустя определенное время после его отпирания. Такие кривые, соответствующие различным значениям предшествующего запираемого напряжения, справедливы для частот до 400 *гц*.

Для иллюстрации на том же графике построена (в логарифмическом масштабе) синусоидальная полуволна тока длительностью 10 *мксек* при отпирании тиристором напряжения 400 *в*. Как видно из графика, допустимая амплитуда тока в этом случае составляет

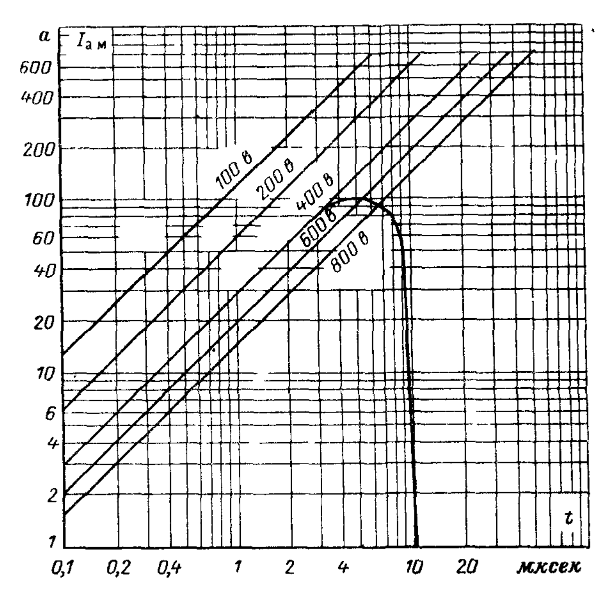


Рис. 3-10. Максимально допустимый анодный ток на интервале отпирания для тиристоров типа С35. По оси абсцисс — время от момента начала протекания тока; прямые линии показывают предельные значения тока в момент t при отпирании с начальным напряжением 100, 200, 400, 600 и 800 *в* соответственно (при постоянном или переменном токе с частотой до 400 *гц*). Температура корпуса —65—+125° С; управляющий импульс э. д. с. $E_у=7$ *в*; последовательное сопротивление 80 *ом*, время нарастания импульса от 10 до 90% — 4 *мксек*.

100 *а*. Если ток нарастает на начальном участке линейно, то допустимая скорость di/dt может быть прочитана непосредственно по графикам рис. 3-10. При пользовании подобными графиками не следует забывать, что они справедливы при определенных параметрах управляющего импульса и выполнении прочих условий испытания.

3-7-3. Напряжение на интервале отпирания

Удобной косвенной оценкой качества тиристора по величине di/dt является значение остаточного напряжения при заданном токе спустя определенное время после начала процесса отпирания и при фиксированных условиях испытания. На рис. 3-11 показаны часто используемая синусоидальная полуволна анодного тока $i_а$ и кривая напряжения анод—катод отпираемого тиристора. Остаточное напряжение $U'_а$ определяется в момент, когда ток достигает максимума $I_{а м}$. Параметры полуволны тока: $t_р=10$ *мксек*, $I_{а.м}=150$ *а*, значение $U'_а$ лежит обычно в пределах 3—30 *в*. Разброс $U'_а$ указывает на различные плотности тока в отдельных экземплярах тиристоров в момент измерения. Меньшее падение напряжения свидетельствует о том, что включилась большая часть площади перехода и, следовательно, что данный тиристор лучше с точки зрения допустимой скорости нарастания тока.

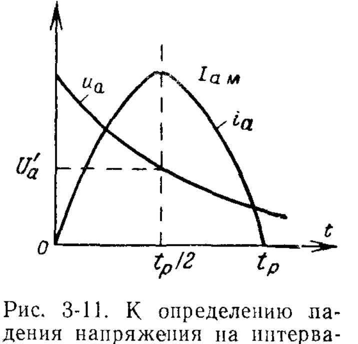


Рис. 3-11. К определению падения напряжения на интервале отпирания.

3-8. ДОПУСТИМЫЙ ТОК ПРИ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЕ

Когда частота переключении возрастает, коммутационные потери, усредняемые за период повторения, увеличиваются и составляют значительную долю от общей средней мощности, выделяю-

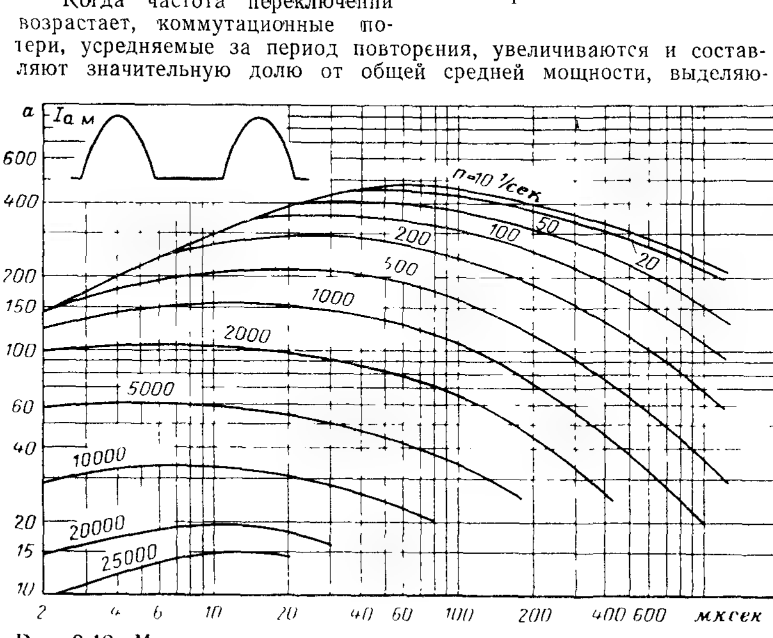


Рис. 3-12. Максимально допустимая амплитуда прямого тока в зависимости от ширины синусоидального импульса тока и числа импульсов в секунду n для тиристоров типа С140/С141. Максимальная температура корпуса 90° С. Минимальное время, предоставляемое для восстановления управляемости, 15 *мксек* для С140 и 10 *мксек* для С141. Прямое напряжение равно $U_{пр.м}$ при $du/dt=200$ *в/мксек*. Амплитуда прикладываемого обратного напряжения 200 *в*. Управляющий импульс — э. д. с. источника 20 *в*, сопротивление 20 *ом*, $t_{имп}\geqslant1{,}5$ *мксек*, $t_{фронта}\leqslant0{,}1$ *мксек*.

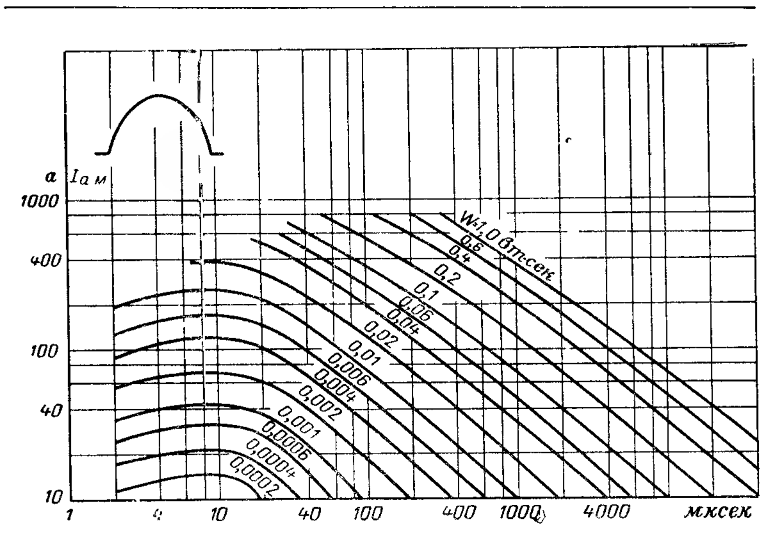


Рис. 3-13 Энергия W, выделяющаяся в тиристорах типа С140/С141 при прохождении импульса тока в виде полуволны синусоиды. По шкале абсцисс — ширина импульса (*мксек*), по шкале ординат — амплитуда тока (*а*); параметр каждой кривой — энергия одного импульса (*вт · сек*). Средняя выделяющаяся мощность получается умножением энергии на частоту повторения Наибольшее допустимое тепловое сопротивление от корпуса к окружающей среде 5° С/*вт*. Прямое напряжение равно $U_{пр\,м}$.

щейся в тиристоре Поэтому потери при переключениях должны быть приняты во внимание при проектировании высокочастотных устройств. На рис. 3-12 показана зависимость допустимой амплитуды тока для некоторых типов тиристоров в функции ширины импульса, представляющего собой полуволну синусоиды, в диапазоне частот повторения от 10 до 25 000 *гц* при постоянной температуре корпуса, постоянном минимальном схемном времени выключения и оговоренных параметрах управляющего импульса.

Средняя мощность рассеяния может быть получена из рис. 3-13. Для данной амплитуды полуволны тока и ширины импульса значение энергии, приходящееся на каждый импульс, можно определить из приведенных кривых. Эта величина после умножения на частоту повторения дает среднюю мощность, которая должна быть рассеяна теплоотводами. В справочных данных для высокочастотных тиристоров, подобных типу С140, содержатся более детальные указания по использованию такой системы параметров.

3-9. НАСЫЩАЮЩИЙСЯ РЕАКТОР ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ КОММУТАЦИОННОЙ СПОСОБНОСТИ ВЕНТИЛЕЙ

Насыщающийся реактор, включенный последовательно с тиристором, значительно уменьшает описанное выше выделение мощности на интервале отпирания. При этом величина тока, протекающего через тиристор на периоде отпирания, ограничивается на уровне намагничивающего тока реактора Последний должен быть рассчитан таким образом, чтобы его магнитное насыщение наступало после того, как тиристор будет полностью открыт. Таким образом, реактор как бы переключает ток только тогда, когда в тиристоре плотность тока выровнялась по всему переходу, так что вся площадь кремниевой пластины оказалась в состоянии принять полный ток нагрузки с минимальной выделяющейся мощностью. Как нарастание тока нагрузки, так и фронт мощности в нагрузке при таком сочетании тиристора с реактором запаздывают относительно управляющего сигнала. Таким методом можно обеспечить значительные скорости повторения импульсов тока, необходимые, например, во многих импульсных модуляторах.

Время задержки нарастания тока, равное времени насыщения реактора, определяется соотношением

$$\Delta t = \frac{wS\,\Delta B\cdot 10^{-4}}{U},\ сек, \qquad (3\text{-}3)$$

где w — число витков; S — площадь поперечного сечения сердечника, *см²*; ΔB — общее изменение магнитной индукции, *тл*; U — максимально возможное напряжение перед отпиранием тиристора, *в*.

Ток, протекающий через реактор до его насыщения, должен быть сделан достаточно малым по сравнению с током нагрузки после насыщения. Этот ток равен:

$$I_s = 15{,}7\,\frac{H_s l}{w},\ a, \qquad (3\text{-}4)$$

где H_s — напряженность поля, требующаяся для того, чтобы индукция в сердечнике достигла индукции насыщения, *а/м*; l — средняя длина сердечника, *см*, w — число витков.

Специальные меры должны быть приняты для того, чтобы начальное магнитное состояние сердечника восстановилось до начала следующего импульса тока. В зависимости от особенностей конкретной схемы перемагничивание реактора может быть обеспечено за счет обратного тока тиристора, протекающего при его запирании, или вспомогательными средствами.

3-10. ПРЕДЕЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

3-10-1. Общие соображения

Номинальное напряжение тиристора обозначается последней буквой в условном обозначении (например, С35В) или его номером в системе JEDEC. Это напряжение приводится в справочных данных и определяет длительно прикладываемое амплитудное напряжение, которое вентиль выдерживает без повреждений как в прямом, так и обратном направлении при любой температуре перехода в определенном рабочем диапазоне температур. Эта симметричность номинальных напряжений переключения и обратного напряжения характерна в настоящее время для всех стандартных тиристоров. Ниже рассматриваются номинальные параметры по напряжению более детально.

3-10-2. Допустимое обратное напряжение (в повторяющемся и неповторяющемся режимах)

При обратной полярности напряжения (анод отрицателен по отношению к катоду) тиристор ведет себя как обычный кремниевый диод Фирма Дженерал Электрик указывает два типа параметров для характеристики допустимого обратного напряжения максимальное повторяющееся обратное напряжение $U_{обр\,м}$ и максимальное обратное напряжение при неповторяющемся воздействии $U_{обр\,пик}$; оба измеряются при разомкнутом управляющем электроде.

Если эти значения превышены, вентиль переходит в режим пробоя и может выйти из строя. Если перенапряжения в схеме чрезмерны, то можно обеспечить дополнительный запас по обратному напряжению, соединив последовательно с тиристором неуправляемый вентиль с таким же номинальным током, это позволяет использовать тиристор при большем обратном напряжении. Более подробно этот вопрос рассмотрен в разд. 15.

Для того чтобы прибор выдерживал указанное для него номинальное значение максимального повторяющегося обратного напряжения, требуется определенный минимальный теплоотвод. Условие стабильности полупроводникового вентиля в отношении обратного напряжения требует, чтобы полное тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой не превышало критической максимальной величины. Размеры минимально требующегося для этого радиатора всегда очень малы, т. е. он имеет достаточно высокое тепловое сопротивление по сравнению с радиатором, обычно необходимым для обеспечения номинальной нагрузки вентиля по току.

3-10-3. Прямое запираемое напряжение

Максимальное прямое запираемое напряжение $U_{пр.м}$ указывается в справочных данных при максимально допустимой температуре перехода (наихудший случаи) и определенном режиме цепи управляющего электрода. Сильноточные тиристоры характеризуются величиной $U_{пр\,м}$ при разомкнутом управляющем электроде; для маломощных тиристоров максимальное прямое запираемое напряжение указывается при определенном сопротивлении между управляющим электродом и катодом. При напряжениях, меньших $U_{пр\,м}$, тиристор должен сохранять свое запертое состояние.

3-10-4. Максимально допустимое прямое напряжение

Тиристор может быть отперт при отсутствии управляющего сигнала за счет повышения прямого напряжения до величины $U_{отп}$. Хотя тиристоры в противоположность четырехслойным диодам-переключателям рассчитаны на то, чтобы перевод их в состояние проводимости происходил с помощью управляющего электрода, лавинный пробой при их отпирании за счет прямого анодного напряжения не будет вызывать их разрушений при условии, что допустимая для этих условии величина di/dt не будет превышена.

Для некоторых типов тиристоров указывается в справочных данных максимально допустимое прямое напряжение $U_{пр.доп}$ (кроме $U_{пр\,м}$). Прямое напряжение, вызывающее отпирание прибора по аноду и превышающее $U_{пр\,доп}$, может привести к ухудшению характеристик или к немедленному выходу из строя Рисунок 3-14 иллюстрирует взаимосвязь между $U_{пр\,м}$ и $U_{пр\,доп}$.

Величина $U_{пр\,доп}$ имеет практическое значение, когда тиристоры испытываются на $U_{отп}$ при комнатной температуре При температурах ниже максимально допустимой температуры перехода величина $U_{отп}$ прибора будет часто выше, чем допустимое $U_{пр\,доп}$ Исходя из этого правильным испытанием на $U_{отп}$ будет испытание при повышенной температуре, когда $U_{отп}$ меньше, чем $U_{пр\,доп}$.

Рис 3-14. К пояснению значений $U_{пр\,доп}$ и $U_{пр\,м}$.

а — тиристор не будет отпираться, если не подать сигнал на управляющий электрод, б — тиристор будет отпираться без подачи сигнала на УЭ; если допустимое di/dt не будет превышено, прибор будет работать надежно, в — тиристор будет отпираться без подачи сигнала на УЭ и может быть поврежден прямым напряжением.

В условиях, когда допустимое $U_{пр\,доп}$ вентиля может быть превышено, между анодом и управляющим электродом следует включить какую-нибудь проводящую цепочку, в результате чего вентиль будет отпираться от управляющего импульса, а не от прямого пробоя. Для получения отпирания вентиля при заранее заданном уровне анодного напряжения в такой цепочке могут быть использованы полупроводниковые стабилитроны или диоды-переключатели.

Для многих из последних конструкций тиристоров (например, типы C80, C45 и др) вследствие их более усовершенствованной конструкции и технологии изготовления максимально допустимое прямое напряжение не устанавливается. Поэтому для этих типов в справочных данных величина $U_{пр\,доп}$ не указывается. Типы тиристоров, которые не имеют установленных значений $U_{пр\,доп}$, могут быть переведены в состояние проводимости путем повышения анодного напряжения при условии выполнения ограничений на величину тока при отпирании di/dt, рассмотренных в § 3-7.

3-11. СКОРОСТЬ НАРАСТАНИЯ ПРЯМОГО НАПРЯЖЕНИЯ

При большой скорости нарастания прямого напряжения тиристор может перейти в отпертое состояние при отсутствии управляющего сигнала. Поэтому для обеспечения надежной работы цепи тиристорных устройств весьма важно определить способность приборов выдерживать определенные величины du/dt.

Тиристоры фирмы Дженерал Электрик характеризуются в отношении du/dt двумя способами.

1. По так называемой статической устойчивости в отношении du/dt. В этом случае имеется в виду начальное включение схемы или работа устройства от источника анодного напряжения, содержащего быстро нарастающие во времени пульсации и всплески. Такие всплески могут обусловливаться действием коммутационной аппаратуры или возникать в результате работы тиристоров, имеющихся в других устройствах, питаемых от того же источника. Явления взаимодействий этого типа рассматриваются далее в разд. 16.

2. По максимально допустимой скорости нарастания повторно прикладываемого прямого напряжения в конце интервала восстановления тиристором его способности запирать прямое напряжение, не превышающее $U_{\text{пр.доп}}$, в оговоренной схеме и при определенной температуре; этот интервал характеризуется временем восстановления управляемости $t_{\text{восст}}$. В этом смысле величина du/dt является важным параметром общей характеристики тиристора по времени восстановления управляемости. Такое определение du/dt рассматривается подробно в разд. 5.

На рис. 3-15 показан типовой график, характеризующий статистическую устойчивость тиристора типа С38 в отношении du/dt в функции температуры перехода при разомкнутом управляющем электроде. При экспоненциально растущем анодном напряжении величина du/dt определяется наклоном прямой линии, начинающейся от нуля, проходящей через точку, соответствующую постоянной времени τ этой экспоненты (см. график в правом верхнем углу рис. 3-15).

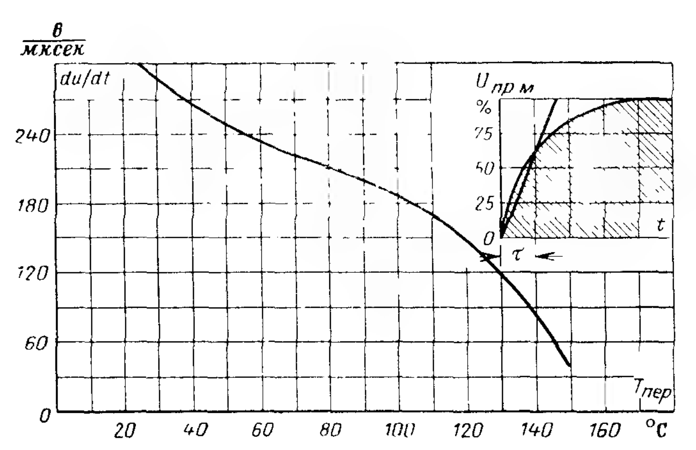


Рис. 3-15 Зависимость скорости нарастания прямого напряжения du/dt, не приводящей к отпиранию тиристора, от температуры перехода $T_{\text{пер}}$.

Наряду с определением допустимой du/dt с помощью кривых, подобных рис. 3-15, иногда в справочных данных указывается допустимая постоянная времени τ при определенных условиях.

Следует отметить, что

$$\tau = \frac{0,632 U_{\text{пр.м}}}{du/dt}, \tag{3-5}$$

где $U_{\text{пр м}}$ — максимальное прямое запираемое напряжение.

Устойчивость тиристора в отношении du/dt при начальном включении выше, чем величина, определяемая по рис. 3-15. В случае, если указана допустимая минимальная постоянная времени τ, допустимая скорость нарастания напряжения при начальном включении составляет:

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{t=0+} = \frac{U_{\text{пр.м}}}{\tau}. \tag{3-6}$$

Если указана максимальная du/dt, допустимая скорость нарастания напряжения при начальном включении равна:

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{t=0+} = \frac{1}{0,632}\frac{du}{dt} = 1,58\frac{du}{dt}. \tag{3-7}$$

Заштрихованная площадка на дополнительном графике на рис. 3-15 представляет область значений u и t, при которых тиристор не отпирается. Эти данные дают проектировщику возможность построить схему таким образом, чтобы обеспечить ее надежную работу.

Так как более высокая du/dt, определяемая схемой, приводит к значительному снижению реального напряжения отпирания тиристора при данной температуре, использование прибора с бóльшим классификационным напряжением позволит допустить более высокую скорость нарастания прямого напряжения для заданного максимального напряжения в схеме. Например, тиристор типа С38В ($U_{\text{пр}} = 200$ *в*) при $T_{\text{пер}} = 130°$ С работает при максимальном напряжении в схеме $U = 150$ *в*, т. е. используется на $\frac{150}{200} \cdot 100 = 75\%$ своего номинального напряжения. Рисунок 3-15 показывает, что для него можно принять величину $du/dt = 120$ *в/мксек*, что соответствует по уравнению (3-5)

$$\tau_1 = \frac{0,632 \cdot 200}{120} = 1,06 \text{ мксек}.$$

Соответственно время, за которое анодное напряжение вентиля C38B может достичь 150 *в*, или 75% номинального напряжения, равно:

$$t_1 = 1{,}5\tau_1 = 1{,}5 \cdot 1{,}06 \approx 1{,}6 \text{ мксек}.$$

Если же выбрать тиристор типа C38D ($U_{пр\,м} = 400$ *в*), то при тех же условиях найдем:

$$\tau_2 = \tau_1 \frac{400}{200} = 2\tau_1 = 2{,}12 \text{ мксек}.$$

Эта величина τ соответствует времени, необходимому, чтобы напряжение достигло 63,2% от величины 400 *в*. Так как в нашем примере напряжение возрастает только до 150 *в*, или до 150/400= =38,6% номинального напряжения $U_{отп}$ вентиля C38D, то по экспоненциальной кривой на дополнительном графике на рис. 3-15 находим соответствующее время

$$t_1 = 0{,}5\tau_2 = 0{,}5 \cdot 2{,}12 = 1{,}06 \text{ мксек}.$$

Таким образом, выбирая вентиль на 400 *в*, можно уменьшить время, необходимое для достижения рабочего напряжения схемы, в данном примере на

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{1{,}06}{1{,}6} \cdot 100 = 67\%.$$

Обратное напряжение на промежутке управляющий электрод—катод увеличивает стойкость по отношению к du/dt по сравнению с показанной на рис. 3-15. Более подробно об этом говорится в разд. 4.

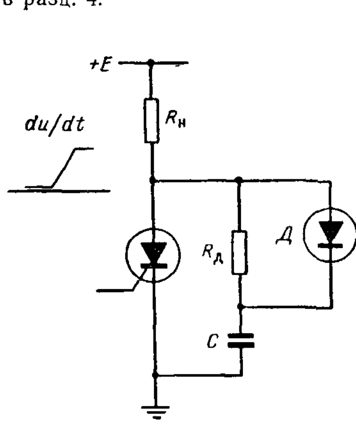


Рис. 3-16. Схема, служащая для снижения скорости нарастания прямого напряжения.

Д — диод с быстрым восстановлением запирающей способности.

Для снижения чрезмерной скорости нарастания анодного напряжения можно использовать схему, изображенную на рис. 3-16. Постоянная времени цепи, состоящей из сопротивления нагрузки $R_н$ и конденсатора C, должна выбираться так, чтобы

$$R_н C > \tau, \text{ мксек}, \qquad (3\text{-}8)$$

где τ — минимальная постоянная времени экспоненциально нарастающего прямого напряжения, допустимая для данного тиристора.

Конденсатор C разряжается через резистор $R_д$, который должен выбираться исходя из условия ограничения всплеска разрядного тока конденсатора, протекающего при отпирании тиристора и равного $U/R_д$, до некоторого значения, не превышающего допустимый ток при отпирании вентиля (см. § 3-7). Для того чтобы получить наилучшие результаты, изображенная на рис. 3-16 цепочка RC — диод должна быть смонтирована как можно ближе к тиристору, чем сводится до минимума влияние паразитных индуктивностей. Кроме того, конденсатор должен иметь хорошие частотные свойства.

3-12. ПАРАМЕТРЫ ЦЕПИ УПРАВЛЕНИЯ

Эти параметры рассматриваются в разд. 4.

3-13. УДЕРЖИВАЮЩИЙ И ПОДХВАТЫВАЮЩИЙ ТОКИ

Как и катушка электромеханического реле, тиристор требует определенного минимального анодного тока, чтобы обеспечить «замкнутое» или проводящее состояние. Если величина анодного тока падает ниже минимального уровня, называемого удерживающим током, то тиристор возвращается в прямое запертое или «разомкнутое» состояние. Удерживающий ток тиристора имеет отрицательный температурный коэффициент, т. е. с повышением температуры перехода величина удерживающего тока снижается.

Для того чтобы отпертый по управляющему электроду тиристор остался во включенном состоянии, необходим анодный ток, несколько больший удерживающего тока. Если анодный ток не достигнет этой величины тока «подхвата», тиристор возвратится в запертое состояние, как только управляющий сигнал будет снят. Однако после достижения величины подхватывающего тока анодный ток может быть снижен до уровня удерживающего тока, и прибор не запрется. В тех случаях, когда индуктивность цепи ограничивает скорость нарастания анодного тока и препятствует тиристору переключаться в проводящее состояние, необходимо принять особые меры. Это будет рассмотрено в разд. 4.

Возможный опыт по одновременному определению удерживающего и подхватывающего токов может быть основан на соображениях, иллюстрируемых рис. 3-17. Испытуемый тиристор отпирается нормализованным входным импульсом. После увеличения анодного тока до величины $I_{а1}$, повышаемой схемным путем до значения подхватывающего тока, тиристор переходит в проводящее состояние. Затем ток уменьшается до плавно регулируемого значения $I_{а2}$. Значение $I_{а2}$, при котором происходит запирание, и является удерживающим током. Более детально схема испытаний описана в § 20-5.

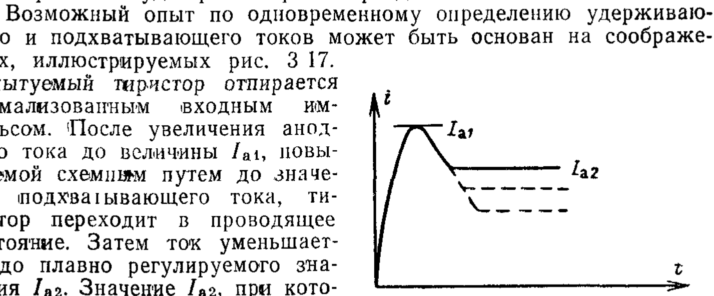


Рис. 3-17. К определению подхватывающего и удерживающего токов

ПУСКОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Способность триодных тиристоров (одно- или двунаправленных) переходить из непроводящего состояния в проводящее под действием относительно слабого входного сигнала является основным фактором, обусловившим их широкое распространение для регулирования мощности. Для уверенного отпирания требуются достаточные ток и напряжение источника управления, соответствующие характеристикам тиристора, характеру его нагрузки и источнику питания и не превышающие допустимых значений. Важными параметрами являются также выходное сопротивление источника управляющего сигнала, длительность импульсов и условия, имеющие место в цепи управления при запертом тиристоре. Так как во всех случаях применения тиристоров требуется их отпирание по управляющему электроду, этот раздел посвящен основам процесса переключения, входным характеристикам и предельным параметрам, влиянию цепи анодной нагрузки, характеристикам источников управляющих импульсов и основным примерам схем управления. Некоторые специальные схемы управления для тиристорных устройств рассмотрены в других соответствующих разделах.

4-1. ПРОЦЕСС ОТПИРАНИЯ ПО УПРАВЛЯЮЩЕМУ ЭЛЕКТРОДУ

В разд. 1 были описаны двухтранзисторная модель триодного тиристора, режимы управления тиристора с дополнительным управляющим переходом и с отдаленным управляющим электродом, лежащие в основе действия двунаправленного тиристора, и режимы при использовании обычного тиристора в качестве транзистора с отдаленной базой. Из этих параграфов ясно, что переход тиристора в проводящее состояние определяется внутренними транзисторными эффектами, имеющими место в многослойной структуре.

При медленно нарастающем токе управления процессу переключения тиристора предшествует линейный («транзисторный») режим работы, когда анодный ток возрастает пропорционально входному. Как показано на рис. 4-1, при положительном анодном напряжении анодный ток почти не зависит от напряжения вплоть до момента, когда начинается лавинообразное увеличение тока. В этой точке дифференциальное сопротивление прибора du/di начинает быстро (но монотонно) уменьшаться до нуля и затем становится отрицательным. Работа в области отрицательного сопротивления сопровождается уменьшением напряжения на тиристоре. Этот режим существует до насыщения обоих «транзисторов» модели, после чего сопротивление тиристора вновь изменяет знак и становится положительным.

Точка переключения зависит как от характера внешнего сопротивления и напряжения питания в анодной цепи, так и от тока в цепи управления. Это можно показать с помощью линии нагрузки на рис. 4-1, соединяющей точки холостого хода E_{a1} и короткого замыкания I_a. Если ток управления равен нулю, то характеристика

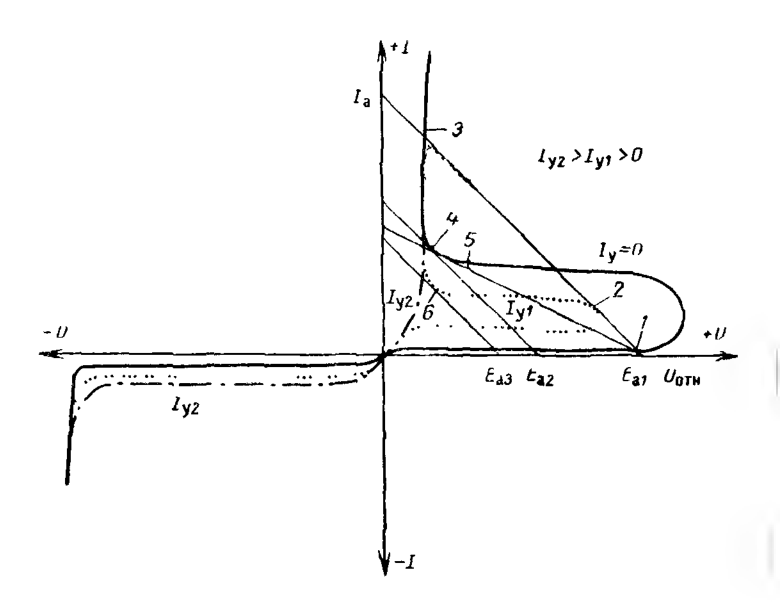


Рис. 4-1. Вольт-амперная характеристика тиристора и линии нагрузки

тиристора пересекается с линией нагрузки в устойчивой точке *1*. При входном токе I_{y1} линия нагрузки становится касательной к характеристике в точке *2*, где отрицательное сопротивление тиристора численно равно сопротивлению внешней цепи. Вследствие нестабильности этой точки тиристор переключается в состояние высокой проводимости, характеризуемое устойчивой точкой *3*. Это состояние будет затем существовать, даже если выключить управляющий ток. Если понизить питающее напряжение до E_{a2}, то линия нагрузки и точки пересечения смещаются. Если линия нагрузки становится касательной к вольт-амперной характеристике при $I_y=0$ (точка *4*), вновь происходит скачок, и тиристор возвращается к исходному запертому состоянию.

Анодный ток в точке *4* является «удерживающим» током при данной совокупности условий. Если вместо снижения питающего напряжения увеличивать сопротивление нагрузки, удерживающий ток уменьшается и определяется при этих новых условиях точкой *5*. Если входной ток поддерживается неизменным и равным I_{y1}, то запирание происходит при снижении напряжения до E_{a3} в точке *6*. Потребовалось бы увеличение входного тока до I_{y2}, чтобы оставить тиристор в отпертом состоянии, однако снижение этого тока вновь вызывает запирание. Поэтому в этом режиме, строго говоря, нельзя считать тиристор отпертым. Ток, подхватывающий включенное состояние тиристора, равен, по крайней мере, удерживающему току

при $I_y=0$, а у некоторых тиристоров он больше вследствие нестабильности включенной части перехода при малых токах. В таких случаях критерием переключения является не только режим, соответствующий пересечению линий на участке характеристики с отрицательным сопротивлением (точка *2*), но также достижение определенного минимума анодного тока в точке *3*

Так как момент переключения тиристора зависит от условий как в анодной, так и в управляющей цепях, то в паспорте тиристора пара величин $I_{y\,o}$ и $U_{y\,o}$ (управляющие ток и напряжение отпирания) жестко связана с величиной напряжения анодной цепи и нагрузочным сопротивлением

4-2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ВХОДНОЙ ЦЕПИ ТИРИСТОРА

Управляющая цепь должна проектироваться так, чтобы обеспечить необходимый ток между управляющим электродом и катодом тиристора Решающим фактором при этом является учет характера сопротивления между этими выводами.

Из описания конструкции и принципа работы тиристоров можно видеть, что электрические характеристики промежутка управляющий электрод—катод в основном определяются характеристикой *p-n*-перехода. Но это не достаточно полное определение.

4-2-1. Характеристики, предшествующие отпиранию

На рис. 4-2 показаны полная и упрощенная эквивалентные схемы входной цепи тиристора в отсутствие анодного тока (разомкнутая цепь), справедливые при медленных изменениях управляющего тока Последовательное сопротивление R_L представляет про-

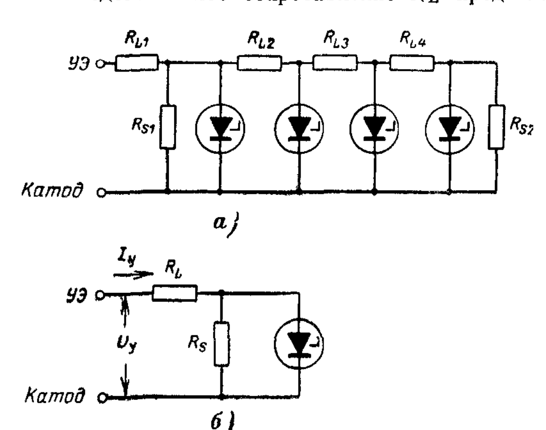


Рис 4-2 Схемы замещения промежутка управляющий электрод—катод (при $I_a=0$)
а — полная схема; *б* — упрощенная схема

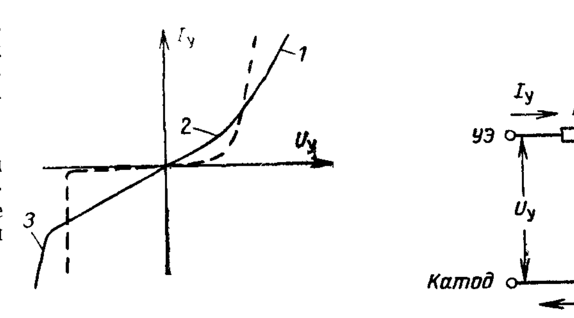


Рис. 4-3 Вольт-амперная характеристика промежутка управляющий электрод—катод (при $I_a=0$). На участках *1* и *3* наклон определяется сопротивлением R_L, на участке *2* — сопротивлением R_S. Пунктиром показана характеристика лавинного диода

Рис 4-4. Эквивалентная схема промежутка управляющий электрод — катод при $I_a=f(I_y)$.

дольное сопротивление *p*-слоя, к которому присоединен управляющий электрод Шунтирующее сопротивление R_S представляет созданную умышленно или образовавшуюся случайно проводящую перемычку, которая может иметься в структуре (эмиттерная шунтировка) Значения R_L и R_S могут быть различны в зависимости от конструкции и технологии изготовления прибора Диоды на схеме изображены как лавинные, так как обратное напряжение лавинного пробоя управляющего перехода обычно лежит в пределах 5—20 *в*, и эта величина часто превышается в реальных схемах управления

Различие между вольт-амперными характеристиками входной цепи тиристора и обычного диода показано на рис. 4-3 Влияние сопротивлений R_L и R_S по-разному проявляется на разных участках кривой.

Рассмотренные схемы и характеристики справедливы лишь при нулевом или малом (по сравнению с управляющим) анодном токе. Поэтому эта информация полезна для режимов при отрицательном и небольшом положительном напряжении на управляющем электроде и для испытаний входных цепей тиристоров при отключенном аноде

4-2-2. Характеристики в точке отпирания

Если анодное питание включено, то необходимо видоизменить эквивалентную схему входной цепи так, чтобы учесть анодный ток, протекающий через управляющий переход (рис 4-4). Так как анодный ток до отпирания является прямой функцией управляющего (см разд 1), то полный ток через переход будет возрастать более быстро, чем в предыдущем случае По мере увеличения напряжения U_y и роста из-за этого анодного тока дифференциальное

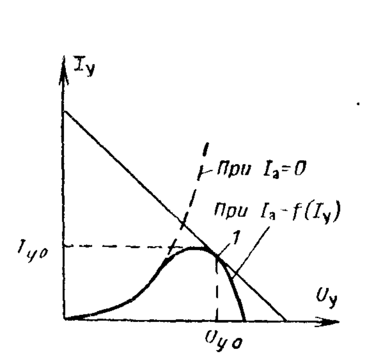


Рис. 4-5. Вольт-амперная входная характеристика тиристора при $I_а=f(I_у)$.

сопротивление между управляющими электродом и катодом плавно изменяется от положительных значений до нуля и затем становится отрицательным (рис. 4-5). Когда линия нагрузки источника управляющего сигнала становится касательной к результирующей вольт-амперной характеристике входной цепи в точке *1*, происходит скачок и тиристор может открыться. В паспорте прибора в качестве управляющего тока отпирания указано значение $I_{у\,о}$, безусловно достаточное для переключения и, следовательно, измеренное в максимуме кривой.

Из вышесказанного очевидно, что внутреннее сопротивление источника входных сигналов также является фактором, оказывающим влияние на переключение тиристора.

4-2-3. Характеристики после отпирания

Когда тиристор отперт и анодный ток, протекающий через управляющий переход, достаточен, чтобы поддержать отпертое состояние, промежуток управляющий электрод — катод тиристора становится источником. Его напряжение равно падению от суммарного тока на управляющем переходе, а его внутреннее сопротивление равно R_L (рис. 4-4). Это напряжение почти совпадает с величиной падения напряжения анод—катод тиристора. Характеристики для этого режима представлены на рис. 4-6. Ход кривой в четвертом квадранте объясняется увеличением сопротивления R_L при увеличении тока, отбираемого в управляющую цепь. Это увеличение связано с распределенным характером управляющего перехода, как показано на рис. 4-2,*а*. С увеличением отбираемого тока $I_у$ напряжение управляющий электрод—катод уменьшается, возрастает продольное падение на слое *p*, вследствие чего прекращается ток через участки перехода близ управляющего электрода. Это вызывает увеличение плотности тока в области, удаленной от управляющего перехода. Повышение плотности тока

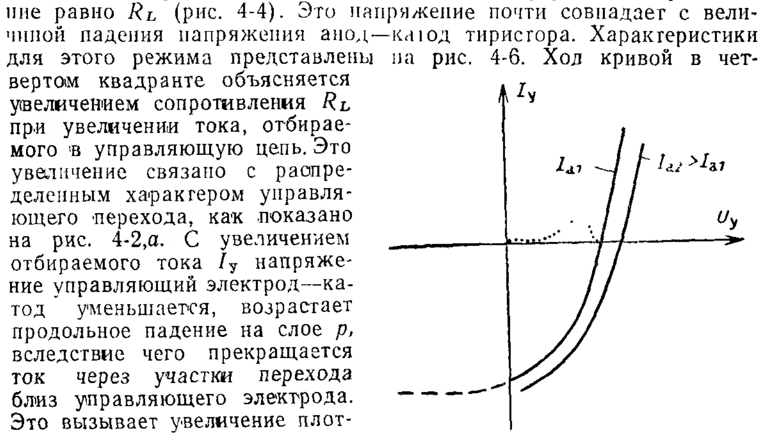


Рис. 4 6. Входные характеристики после отпирания тиристора

и выделяемой в *p*-слое мощности может быть причиной термического повреждения тиристора.

Если два тиристора соединены катодами и управляющими электродами, напряжение, возникающее на входе одного проводящего тиристора, в некоторых случаях способствует отпиранию второго. Во многих случаях этот эффект способствует одновременности отпирания обоих тиристоров. В других случаях, когда у двух параллельных по входу тиристоров анодные напряжения противофазны, наличие входного тока у тиристора, находящегося под обратным напряжением, может в момент приложения скачком прямого напряжения вызвать его отпирание за счет заряда, накопленного в *p*-слое. Это явление может также заметно увеличить обратный анодный ток тиристора за счет эффекта транзистора с отдаленной базой.

4-3. ВЛИЯНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ В ЦЕПИ УПРАВЛЯЮЩЕГО ЭЛЕКТРОДА И НАПРЯЖЕНИЯ НА НЕМ

Выше было показано, что в число критериев отпирания тиристора входят управляющий ток, внутреннее сопротивление источника сигнала, нагрузка и питающее напряжение в анодной цепи. Взаимозависимость управляющей и анодной цепей требует более глубокого изучения.

4-3-1. Влияние сопротивления, шунтирующего вход тиристора

Анализ двухтранзисторной модели показывает, что при уменьшении внешнего сопротивления, шунтирующего управляющий переход, требуется больший анодный ток для отпирания и поддержания тиристора в проводящем состоянии. Маломощные тиристоры часто обладают столь высокой чувствительностью, что требуется специально включать параллельно входу внешний резистор и тем самым предотвращать отпирание тиристора за счет тепловых токов. Через такой резистор частично замыкается также анодный ток, обусловленный большой скоростью возрастания анодного напряжения du/dt (см. разд. 3). Кроме того, этот резистор увеличивает прямое напряжение переключения за счет снижения усиления *n-p-n*-транзистора и увеличения, таким образом, напряжения, при котором начинается эффект лавинного умножения, необходимый для начала переключения. Следовательно, удерживающий и подхватывающий токи являются функцией тока, ответвляемого от управляющего перехода.

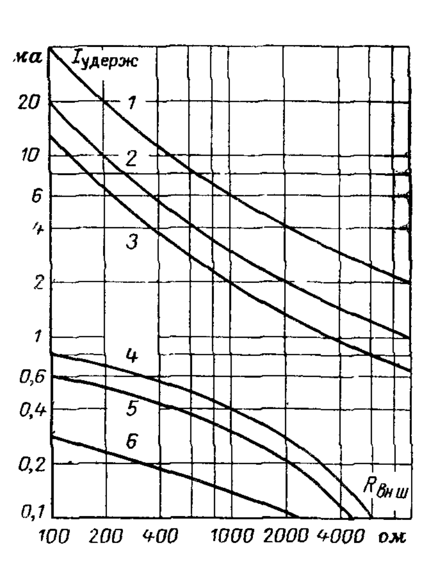


Рис. 4-7. Зависимость наибольшего и наименьшего удерживающего тока от внешнего сопротивления между УЭ и катодом (для тиристоров типа C106).

1, 2 и *3* — наибольшее значение удерживающего тока при —40, +25 и +110° С соответственно; *4, 5* и *6* — наименьшее значение $I_{удерж}$ при тех же температурах соответственно.

Анодное напряжение 12 *в*. При сопротивлении между УЭ и катодом более 1 000 *ом* прикладывать указанное в справочных данных прямое запираемое напряжение нельзя.

Относительное влияние внешнего сопротивления зависит от величины внутренних сопротивлений R_L и R_S (рис. 4-2). У маломощных тиристоров конструкция обычно такова, что сопротивление R_S велико шунтирующие перемычки практически отсутствуют), а R_L — мало из-за малого размера таблеты. На рис. 4-7 показано влияние внешнего сопротивления, шунтирующего управляющий электрод—катод, на удерживающий ток для одного из типов маломощных тиристоров (C106) Ширина области между максимальными и минимальными значениями удерживающего тока обусловлена разбросом внутренних сопротивлений и усилений по току составляющих транзисторов.

Внешнее шунтирующее сопротивление способствует также уменьшению времени восстановления благодаря более быстрому рассасыванию накопленных носителей, увеличению подхватывающего тока и увеличению анодного тока, необходимого для начала повторного отпирания.

4-3-2. Влияние емкости, шунтирующей вход тиристора

Небольшая емкость, шунтирующая управляющий переход, может снизить чувствительность тиристора к параметру *du/dt* (см. разд. 3) почти так же, как внешнее сопротивление, однако не воздействует на чувствительность по постоянному току и по низкочастотному сигналу. Этот эффект особенно полезен при наличии в анодной или входной цепях высокочастотных помех.

Однако в момент отпирания управляющее напряжение из-за увеличения анодного тока должно возрасти (см. рис. 4-5). Поэтому емкость между управляющим электродом и катодом будет замедлять процесс и увеличивать время задержки при отпирании и время нарастания анодного тока. Это влияние емкости может оказаться весьма нежелательным при необходимости иметь большие значения *di/dt* анодного тока (см. разд. 3 и 11).

Когда тиристор открыт, управляющий электрод становится источником напряжения, который должен зарядить емкость во входной цепи до величины падения напряжения на управляющем переходе. Так как это напряжение (зависящее от тока) обычно выше, чем входное напряжение, требуемое для отпирания тиристора $U_{у.о}$, то накопленная в емкости энергия, поступающая в управляющую цепь тиристора после спада к нулю анодного тока, создает возможность повторного отпирания и нарушения нормальной коммутации в схеме. В маломощных тиристорах конденсатор емкостью 10 *мкф,* включенный между катодом и управляющим электродом, может поддерживать управляющий ток в течение времени, превышающего 8,3 *мсек,* нарушая, таким образом, коммутацию в однофазных схемах 60 *гц*.

Если источник управляющих импульсов с малым внутренним сопротивлением соединен с тиристором через последовательный конденсатор, этот конденсатор может зарядиться током управляющего импульса и создать отрицательное смещение на входе тиристора после окончания импульса. При малом значении анодного тока в этот момент такое отрицательное смещение может повлечь запирание тиристора вследствие увеличения удерживающего тока.

4-3-3. Влияние индуктивности, шунтирующей вход тиристора

Индуктивность между управляющим электродом и катодом снижает чувствительность к медленно изменяющемуся анодному или (и) входному току, сохраняя ее высокой по отношению к быстрым перепадам тока. Такая избирательность полезна для улучшения термической стабильности, так как тепловые токи утечки изменяются медленно. При использовании тиристоров, управляемых светом, это позволяет отпирать тиристор воздействием вспышки при наличии постоянного уровня освещенности (см. разд. 13).

Когда тиристор отпирается и пропускает анодный ток, напряжение на управляющем электроде вызывает протекание тока через индуктивность, включенную параллельно входу. Скорость нарастания этого тока после отпирания определяется постоянной времени *L/R*, где *R* определяется как внутренним, так и внешним сопротивлениями цепи управления. Одновременно с увеличением этого отрицательного тока растет удерживающий ток тиристора. При малых значениях анодного тока или при его нарастании, более медленном, чем нарастание отрицательного тока управления, тиристор может запереться.

После прекращения анодного тока отрицательный входной ток будет продолжаться в течение некоторого времени, спадая к нулю с постоянной времени *L/R*. Этот ток на интервале запирания тиристора снижает время восстановления управляемости (в маломощных тиристорах — в 10 раз) и позволяет прикладывать

вновь прямое напряжение с меньшей задержкой и большей скоростью нарастания.

Если на вход тиристора и параллельно включенную индуктивность поступает управляющий импульс, то под действием импульса в индуктивности возрастает ток. По окончании импульса ток индуктивности продолжает протекать как отрицательный ток управления, увеличивая удерживающий ток и создавая предпосылки для отключения тиристора.

4-3-4. Влияние резонансного *LC*-контура, шунтирующего вход тиристора

Параллельный резонансный *LC*-контур, включенный между катодом и управляющим электродом, может обеспечить частотнозависимые свойства и условия возникновения автоколебаний в схеме с тиристором.

Условия автоколебаний имеют место в том случае, когда величина анодного тока лежит между нормальным значением удерживающего тока (при $I_у=0$) и значением удерживающего тока при наибольшем отрицательном входном токе, протекающем через индуктивность. Как было указано в § 4-3-3, тиристор может быть отперт, затем путем увеличения отрицательного входного тока вновь заперт. Далее следует колебательный перезаряд емкости током индуктивности, и, когда напряжение на управляющем электроде вновь становится положительным, тиристор снова отпирается. Такие колебания существуют устойчиво, если не принять мер для их подавления путем демпфирования.

4-3-5. Влияние положительного напряжения на управляющем электроде

Наличие положительного напряжения на управляющем электроде при обратном напряжении на аноде увеличивает обратный ток утечки вентиля. В результате этого в приборе выделяется дополнительная мощность. Поэтому необходимо учесть эти дополнительные потери либо принять меры к их ограничению.

Графики на рис. 4-8 показывают увеличение температуры корпуса вентилей разных серий в зависимости от величины положительного напряжения на управляющем электроде. Для правильной работы вентилей эти добавочные потери должны быть включены в общую выделяющуюся в приборе мощность.

Прирост температуры ΔT, полученный из рис. 4-8, должен быть вычтен из максимально допустимой температуры корпуса (полученной из кривых, подобных рис. 3-5) для соответствующих типа тиристора и угла проводимости. Для приборов, монтируемых с помощью выводов, величину ΔT необходимо вычитать из значения температуры окружающей среды. Если напряжение управляющего электрода будет менее 0,25 *в* или если превышение температуры корпуса будет 1° С или ниже, то ухудшение работы вентиля будет незначительным и учет этой добавочной мощности не нужен.

Дополнительная мощность может быть уменьшена до ничтожно малой величины при помощи ограничивающей цепи, показанной

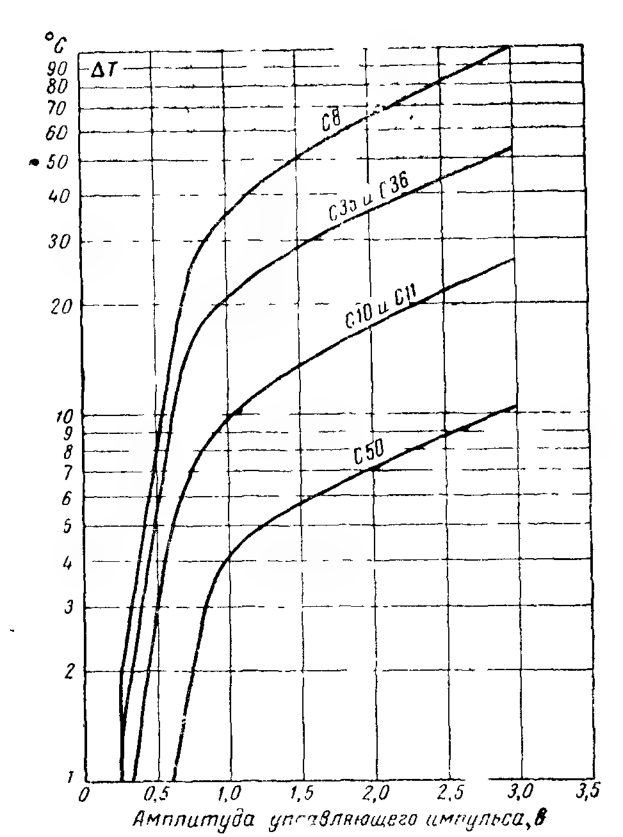


Рис. 4-8. Зависимость прироста температуры корпуса от величины положительного импульса на УЭ, приложенного при обратном напряжении на аноде. Кривые рассчитаны при относительной длительности управляющего импульса $\lambda_и=50\%$ (т. е. в течение всего обратного полупериода). При меньших $\lambda_и$ значения ΔT пропорционально уменьшаются.

на рис. 4-9 и применимой для тиристоров, рассчитанных на низкие, средние и большие токи (серии С10 и С35). Резистор R_A и диод B_2 включаются между управляющим электродом и анодом для уменьшения положительного напряжения на управляющем электроде при отрицательном аноде. На рис. 4-9 дана зависимость максимального значения отношения $R_A/R_у$ от амплитуды э. д. с. источника управляющего сигнала (т. е. при разомкнутой управляющей

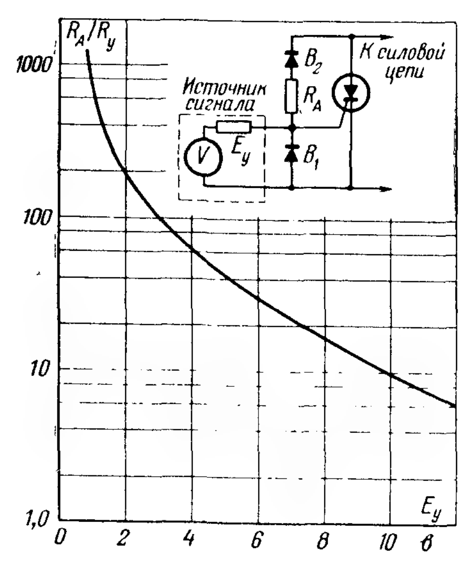


Рис. 4-9. Схема ограничивающей цепочки и график для определения сопротивления R_A. Сопротивление анодной цепи для управляющего импульса должно быть достаточно малым. Внутреннее сопротивление источника сигнала $R_у$ определяется как отношение э. д. с. источника $E_у$ к его выходному току при коротком замыкании.

цепи), которая надежно ограничивает напряжение на управляющем электроде при всех значениях амплитуды обратного анодного напряжения в пределах номинальных величин.

Другим способом снижения дополнительной мощности, обусловленной положительным напряжением на управляющем электроде при отрицательном аноде, является включение последовательно с тиристором неуправляемого вентиля, обладающего меньшим обратным током утечки. Такой диод принимает на себя бо́льшую долю обратного напряжения, существенно снижая величину дополнительной мощности, выделяемой на тиристоре из-за обратного тока.

4-3-6. Влияние отрицательного напряжения на управляющем электроде

Напряжение на управляющем электроде никогда не должно становиться более отрицательным по отношению к катоду, чем это указано в справочных данных (например, 5 *в* для тиристоров типа С35). Если в схеме управления имеется возможность появления отрицательных напряжений, превышающих допустимые, следует для ограничения этого напряжения использовать либо последовательный, либо параллельный диод. Значительный отрицательный ток в цепи управляющего электрода может возникнуть, если катодная цепь тиристора (между точкой присоединения управляющей цепи и катодом) по какой-либо причине разомкнута, когда тиристор уже проводит прямой анодный ток. Такой ток в цепи управления вначале ограничивается только сопротивлением этой цепи и может вызвать выделение на управляющем переходе тиристора мощности, превышающей допустимую и приводящей к выходу прибора из строя.

Отрицательное напряжение повышает прямое напряжение отпирания $U_{отп}$ (см. § 3-8-3) и способность выдерживать при данной температуре перехода бо́льшие значения du/dt (§ 3-9).

Влияние отрицательного напряжения на величину $U_{отп}$ сильнее проявляется у приборов с малой площадью перехода

Рис 4-10. Схемы подачи отрицательного смещения на УЭ.

а — задано напряжение смещения; *б* — задан ток смещения.

На рис. 4-10,*а* показана схема, где задается напряжение смещения на управляющем электроде. Резистор $R_в$ обычно подключается к цепи управляющего электрода, а не к цепи катода. Источник $E_в$ нагружен током $I_в=(E_в-\Delta U)/R_в$, где ΔU — падение напряжения на шунтирующем вход диоде (около 0,7 *в*). Этот диод обеспечивает практически постоянное отрицательное напряжение смещения на входе. Недостатком схемы является некоторое уменьшение чувствительности из-за шунтирующего действия $R_в$.

На рис. 4-10,*б* показана схема, где задается ток смещения, полезная для тиристоров с малой площадью перехода. Сопротивление цепи смещения $R_в$ и напряжение источника устанавливаются так, чтобы ток смещения $I_в$, протекающий в указанном направлении, был примерно равен $I_{пр.ут}$ — максимальному прямому току утечки тиристора при расчетной температуре перехода и расчетном анодном напряжении. Такой выбор $I_в$ предусматривает полный или

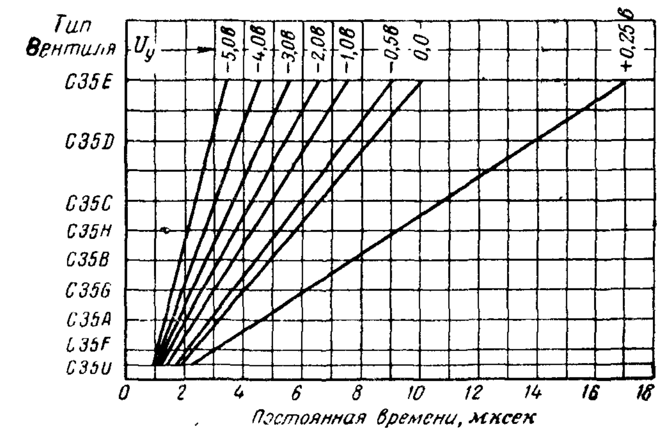


Рис. 4-11. Влияние напряжения на УЭ на допустимую постоянную **времени нарастания** прямого запираемого напряжения.

почти полный отвод тока утечки от управляющего перехода. Однако этот метод пригоден для тиристоров, которые допускают выделение в управляющем переходе значительной мощности, обусловленный током $I_в$ и вызванным этим током обратным напряжением Схема рис. 4-10,б пригодна, например, для тиристоров типа С5, у которых допускается работа управляющего перехода в режиме лавинного пробоя.

С увеличением площади переходов такой способ становится менее эффективным. Если для тиристора в справочных данных указано напряжение $U_{отп}$ (при определенном сопротивлении, шунтирующем вход), то не следует рассчитывать на увеличение напряжения отпирания за счет отрицательного смещения на входе.

Улучшение стойкости прибора по отношению к du/dt за счет отрицательного смещения иллюстрируется на рис. 4-11 для тиристоров средней мощности типа С35. На графике показано влияние смещения на допустимую постоянную времени нарастания анодного напряжения, не приводящую к отпиранию прибора Нулевое смещение соответствует постоянной времени нарастания $u_а$, указанной в справочных данных для разомкнутой выходной цепи

4-4. ВЛИЯНИЕ АНОДНОЙ ЦЕПИ НА ВХОДНУЮ

В § 4-1 было указано, что напряжение питания и сопротивление анодной цепи являются определяющими факторами в процессе отпирания тиристора по управляющему электроду. Влияние анодного тока обсуждалось в § 4-2-3. Здесь стоит отметить также два других эффекта. Емкость переходов может передавать высокочастотные составляющие анодного напряжения во входную цепь, что может нарушить нормальную работу схемы управления, хотя и не вызовет ложного отпирания тиристора

Когда анодное напряжение тиристора достигает уровня прямого переключения или обратного лавинного пробоя, на управляющем электроде появляется напряжение При прямом переключении это входное напряжение обусловлено начинающимся анодным током и положительно (см. § 4-2-3). Если достигнуто напряжение обратного лавинного пробоя, то на управляющем электроде появляется отрицательное напряжение, которое при большом сопротивлении R_S (рис. 4-2) может вызвать лавинный пробой управляющего перехода Если в результате перенапряжения обратное напряжение на аноде превышает напряжение лавинного пробоя обратно смещенного перехода тиристора, то это перенапряжение передается в цепь управляющего электрода. При этом управляющий переход и любая цепь, связанная с ним, могут оказаться под воздействием значительных всплесков обратных напряжения и тока

У проводящего тиристора потенциалы анода и управляющего электрода примерно одинаковы. Когда тиристор заперт, потенциалы управляющего электрода и анода никак не связаны между собой, если анодное напряжение не превышает пробивного. Однако в течение переходного процесса, связанного с запиранием тиристора, имеет место промежуточное состояние, которое может привести к появлению большого отрицательного напряжения на входе. Если тиристор запирается путем воздействия скачка отрицательного напряжения на аноде, как это происходит в переключателях постоянного тока или инверторных схемах, то входное напряжение первоначально равно падению напряжения на управляющем переходе, пока происходит восстановление этого перехода, после чего как анод, так и управляющий электрод становятся отрицательными. Входное напряжение следует за отрицательным анодом до тех пор, пока не восстановится средний переход, после чего потенциал управляющего электрода возвращается к своему нормальному значению. Эти процессы нетрудно обнаружить лишь в схемах с маломощными тиристорами, так как в сильноточных приборах такие эффекты маскируются наличием малого шунтирующего сопротивления R_S. Отрицательный выброс напряжения на управляющем электроде может быть причиной сбоя или повреждения схемы управления.

4-5. ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ВХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Вольт-амперные входные характеристики и пусковые характеристики тиристоров представляют обычно в виде графиков, подобных показанному на рис. 4-12. На подобных графиках приводятся предельные положения (линии *A* и *B*) входной вольт-амперной характеристики, показывающей напряжение на управляющем электроде относительно катода в функции положительного тока этого электрода. Такие характеристики справедливы для нулевого анодного тока (анодная цепь разомкнута). Каждый конкретный тиристор отпирается в определенной точке ($I_{у.о}$, $U_{у.о}$) своей входной характеристики. Основная задача системы управления — создать в цепи управляющего электрода ток $I_{у.о}$ при соответствующем напряжении $U_{у.о}$. Заштрихованная на рис. 4-12 площадка охватывает все возможные положения точек отпирания ($I_{у.о}$, $U_{у.о}$) тиристоров, удовлетворяющих соответствующим техническим требованиям. Таким образом, для надежного отпирания всех таких тиристоров система управления должна обеспечить сигнал, характеризуемый значениями тока и напряжения, лежащими вне заштрихованной зоны.

Область, заключенная между заштрихованной на рис. 4-12 зоной, предельными вольт-амперными характеристиками *A* и *B*, линией *C*, характеризующей предельно допустимое прямое напряжение на управляющем электроде $U_{у.пред}$, и линией *D*, характеризующей предельную пиковую мощность рассеяния $P_{у.м}$, может быть названа «предпочтительной областью управления». Некоторые типы тиристоров могут также иметь предельно допустимое значение тока управления $I_{у.пред}$, характеризуемое вертикальной прямой, пересекающей линии *B* и *D*.

График, показанный в правом верхнем углу рис. 4-12, иллюстрирует зависимость минимально необходимого для отпирания управляющего тока $I_{у.о}$ от температуры. Чем ниже температура *p-n-p-n*-структуры, тем больший управляющий ток необходим для отпирания. (В некоторых справочных данных указывается также влияние прямого анодного напряжения тиристора на его чувствительность к току управления: увеличение анодного напряжения, особенно у маломощных тиристоров, ведет к уменьшению необходимого тока отпирания) Там же на рис. 4-12 также показано наибольшее прямое

напряжение на управляющем электроде, не вызывающее отпирания ни одного тиристора данного типа (см. § 4-3).

В третьем квадранте характеристики часто указываются предельные значения обратного напряжения на управляющем электроде и соответствующей мощности рассеяния. Использование обратного напряжения и обратного тока в цепи управляющего электрода для увеличения запирающей способности тиристоров рассмотрено в § 4-3-6

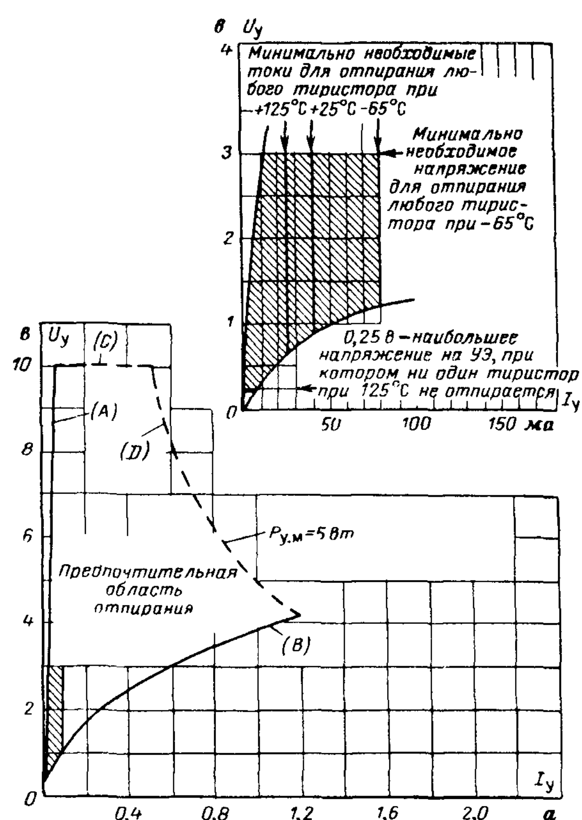


Рис. 4-12. Характеристики управления постоянным током (для тиристора типа С35).

Заштрихованная зона представляет собой область возможных точек отпирания при наинизшей температуре перехода —65° С При температурах перехода +25 и +125° С наибольшая возможная величина управляющего тока отпирания уменьшается (правая вертикальная граница этой зоны сдвигается налево), как показано в верхнем правом углу

4-6. НАГРУЗОЧНЫЕ ПРЯМЫЕ

Нагрузочная прямая источника управляющего сигнала должна пересекать входную вольт-амперную характеристику данного тиристора в «предпочтительной» области управления (рис. 4-12) Кроме того, точка пересечения должна располагаться достаточно близко к кривой максимально допустимой (пиковой, средней или др.) мощности во входной цепи тиристора. Скорость нарастания тока управления должна быть порядка нескольких ампер на микросекунду для уменьшения времени отпирания, особенно при большом анодном токе. Это в свою очередь приводит к уменьшению мощности, выделяющейся на этапе отпирания, а также к снижению разброса значений времени отпирания.

На рис. 4-13,*а* показана схема замещения источника управляющих сигналов, представленного его э. д. с. $E_у$ и внутренним сопротивлением $R_{вн}$. На рис. 4-13,*б* линия нагрузки этого источника построена так, что рабочая точка, т. е. точка пересечения этой линии с вольт амперной характеристикой, расположена в предпочтительной области отпирания вблизи кривой допустимой мощности рассеяния. При этом нагрузочная прямая отсекает на координатных осях напряжение холостого хода источника сигнала $E_{у\,х\,х}$ и его ток короткого замыкания $I_{у\,к\,з}=E_{у\,х\,х}/R_{вн}$.

Если э. д. с. источника управляющих сигналов является функцией времени $e_у(t)$, то нагрузочная прямая на графике, подобном рис. 4-13,*б*, непрерывно сдвигается параллельно самой себе, начиная от начала координат и достигая своего предельного положения при амплитудном значении управляющего напряжения. Ограничительная кривая рассеиваемой мощности выбирается либо по среднему, либо по максимальному (пиковому) значению мощности в зависимости от того, какая величина соответствует принятому режиму. Например, при управлении постоянным током не следует превышать максимально допустимое среднее значение мощности управления (0,5 *вт* для тиристоров типа С35). При управлении кратковременными импульсами следует использовать максимальное (пиковое) допустимое значение мощности рассеивания

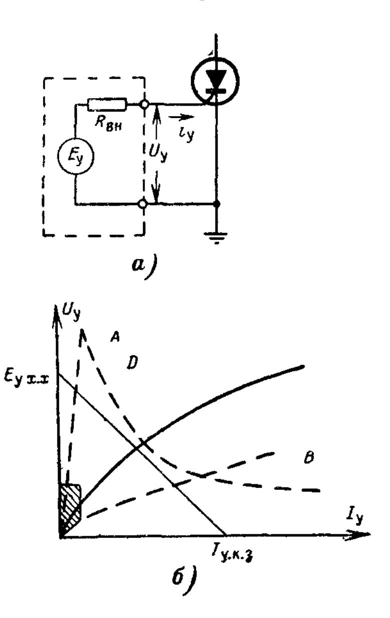


Рис. 4-13. Эквивалентная схема источника управляющего сигнала (*а*) и график, показывающий взаимное расположение входных характеристик тиристора и линии нагрузки этого источника (*б*).

(для тиристоров C35 оно равно 5 *вт*, что соответствует кривой *D* на рис. 4-12). Для промежуточных кривых управляющего сигнала положение ограничительной кривой, характеризующей предельно допустимую мощность рассеяния в промежутке управляющий электрод—катод, определяется соотношением $P_{\text{у доп}} = P_{\text{у м}} t_{\text{и}} f \leqslant P_{\text{у.ср}}$, где $t_и$ — ширина импульса, f — частота повторения.

4-7. УПРАВЛЯЮЩЕЕ НАПРЯЖЕНИЕ, НЕ ПРИВОДЯЩЕЕ К ОТПИРАНИЮ ТИРИСТОРА

На рис. 4-12 также показана величина управляющего напряжения, ниже которой отпирание тиристора не произойдет. Например, для тиристора типа C35 (2N681) эта величина составляет 0,25 *в* при температуре перехода 125° С. Этот уровень необходимо учитывать при расчете схем управления, в которых при отсутствии управляющего сигнала имеется постоянный ток утечки. Примерами являются схемы с насыщающимися реакторами и с однопереходными транзисторами. Для предотвращения ложного отпирания тиристора при использовании таких схем необходимо включать резистор параллельно выходу цепи управления. Величина сопротивления резистора не должна превышать частного от деления максимального напряжения управляющего электрода, при котором еще не происходит отпирание, на максимальный ток утечки на выходе схемы управления.

4-8. ИМПУЛЬСНОЕ УПРАВЛЕНИЕ

Обычно в справочных данных приводятся ток и напряжение управляющего электрода, необходимые для отпирания, измеренные на постоянном токе. Этими параметрами можно руководствоваться при длительности пускового импульса не короче 100 *мксек*. Для более коротких импульсов управляющие ток и напряжение отпирания увеличиваются.

В области малых времен тиристор можно рассматривать как устройство, управляемое зарядом (подобно транзистору). Величина заряда свободных носителей, накапливаемых в базовом *p*-слое, определяется разностью между скоростью поступления заряда $I_у = dq/dt$ и скорость его рекомбинации. При сигнале постоянного тока и при неизменной скорости рекомбинации свободный заряд зависит только от входного тока. Когда этот заряд достигает определенного уровня, тиристор отпирается. Для получения такого же заряда в течение времени, сравнимого с временем рекомбинации, требуется увеличивать входной ток, а следовательно, и входное напряжение.

На рис. 4-14,*а* показано соотношение между шириной и амплитудой отпирающего импульса управления для одного из маломощных тиристоров. Заметим, что при малых длительностях импульсов наклон кривых для управляющего тока $I_{\text{у.о}} = f(t_{\text{и}})$ приближается к наклону линии постоянного заряда. Точка, в которой кривые для тока $I_{\text{у.о}}$ отходят от горизонтальной линии, справедливой для управления постоянным током, соответствует примерно 200 *мксек* для данного типа тиристора. Другие типы тиристоров с малыми временами рекомбинации могут управляться импульсами тока, равными по амплитуде сигналу постоянного тока, при меньшей длительности вплоть до 20 *мксек*.

Не следует делать вывода, что для отпирания тиристора приемлемы только прямоугольные импульсы. Можно использовать однополярные импульсы любой формы, не превышающие предельно допустимых тока, напряжения и мощности управляющего электрода и обеспечивающие необходимый заряд. Критерий соответствия заряда может быть определен путем построения интегральных кривых реального импульса входного тока и прямоугольного импульса, необходимого для отпирания (рис. 4-14,*б*). Очевидно, заряды равны в точке пересечения кривых.

На рис. 4-15 показано увеличение управляющего сигнала при уменьшении длительности импульсов для пяти типов тиристоров. Подобные графики справедливы только в том случае, если анодный ток нарастает достаточно быстро и достигает величины подхватывающего тока раньше, чем окончится управляющий импульс. (Подхватывающий ток может быть принят равным трехкратной величине удерживающего тока, указанной в справочных данных.) Поэтому если в анодной цепи имеется значительная индуктивность, рекомендуется использовать достаточно длинные управляющие импульсы. По этой же причине в некоторых выпрямительных и инверторных схемах, в которых возможны спады анодного тока до нуля с последующим его нарастанием, целесообразно использовать прямоугольные управляющие импульсы длительностью 1/2 или 1/3 периода.

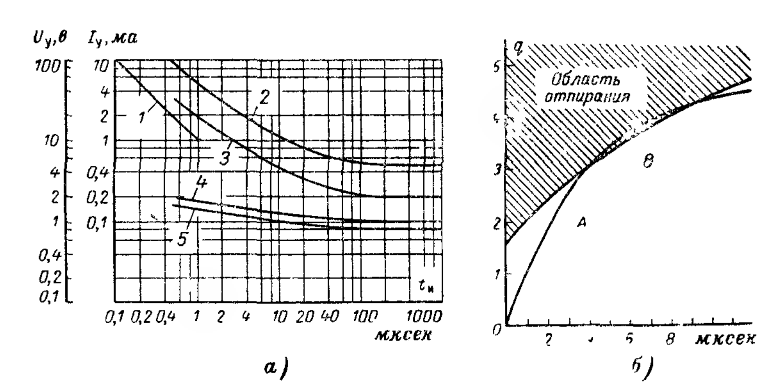


Рис. 4-14. Влияние ширины управляющего импульса (для тиристоров типа C106).

а — зависимость необходимых для отпирания амплитуд управляющих напряжения $U_{\text{у о}}$ и тока $I_{\text{у.о}}$ от ширины прямоугольного импульса (*1* — линия постоянного заряда; *2* — $I_{\text{у о}}$ при −40° С; *3* — $I_{\text{у.о}}$ при +25° С, *4* — $U_{\text{у о}}$ при −40° С; *5* — $U_{\text{у о}}$ при +25° С); *б* — кривые заряда *q*, вводимого в *p*-базу тиристора (*А* — кривая нарастания заряда при экспоненциальном импульсе тока с амплитудой 4,75 *ма* и постоянной времени 4 *мксек*; *В* — кривая заряда, необходимого для отпирания тиристора C106 прямоугольным импульсом тока при +25° С).

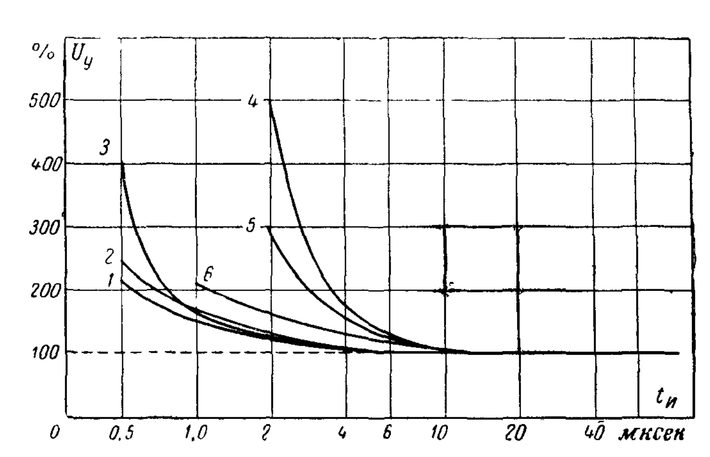


Рис. 4-15. Зависимость относительного напряжения на УЭ, необходимого для отпирания, от длительности импульсов $t_и$, 100% — величина напряжения, необходимого для отпирания при управлении постоянным током.

№ кривой	Тип тиристора	$T_{окр}$, °С	Э. д. с. источника сигнала $E_у$, в	Внутреннее сопротивление источника сигнала, ом
1	С10	—65	3	20
2	С10	25	3	20
3	С35	25	5	25
4	С35	—65	5	25
5	С50	25	5	25
6	С5	25	3	20

Пусковые характеристики на постоянном токе снимаются при испытании всех тиристоров, характеристики при импульсном отпирании — лишь выборочно. В тех областях использования, где характеристики импульсного отпирания оказываются определяющими, необходимы специальные измерения, чтобы гарантировать надежное отпирание.

4-9. ОТПИРАНИЕ ТИРИСТОРА ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ ИМПУЛЬСОМ

В некоторых случаях возникает необходимость осуществлять отпирание тиристора отрицательными импульсами. В схемах с маломощными тиристорами достаточно экономичное отпирание отрицательным импульсом может осуществляться подачей импульса на последовательно включенный диод. На рис. 4-16 показана подобная схема для тиристора типа С5.

4-10. ИЗМЕНЕНИЕ АНОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ИНТЕРВАЛЕ ОТПИРАНИЯ

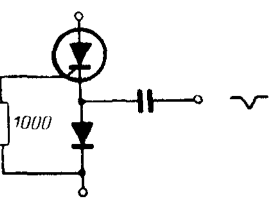


Рис. 4-16. Схема для отпирания тиристора отрицательным импульсом.

На рис. 4-17 приведены временные характеристики для тиристора типа С10 на интервале отпирания. Зависимости, приведенные на этом графике, характерны и для тиристоров других типов. На графике показана зависимость относительно прямого напряжения на тиристоре от времени для исходных значений прямого напряжения 500 и 100 *в* при двух различных анодных токах; отсчет времени производится с момента подачи управляющего импульса.

После подачи управляющего импульса наблюдается некоторое запаздывание во времени, прежде чем произойдет значительное повышение анодного тока.

Время запаздывания (задержки) $t_{зап}$ (на рис. 4-17 $t_{зап}$ показано для кривой при 500 *в*, 1 *а*) определяется как промежуток времени между передним фронтом управляющего импульса и точкой, когда прямое напряжение составляет 90% от его первоначального значения. Время запаздывания уменьшается с увеличением амплитуды управляющего импульса и достигает минимальной величины 0,2—0,5 *мксек* при управляющих импульсах 500 *ма* и больше.

Время нарастания тока $t_н$ определяется как время, необходимое для снижения прямого напряжения на тиристоре от 90 до 10% первоначальной величины (рис. 4-17). Время нарастания тока и уменьшения прямого напряжения на тиристоре определяется главным образом параметрами цепи нагрузки. При чисто активном характере нагрузки нарастание тока происходит в соответствии с падением анодного напряжения, т. е. скорость повышения тока нагрузки определяется только временной характеристикой включения тиристора; этим объясняется термин «время нарастания». При этом надо учитывать, чтобы произведение значений и тока напряжения в течение интервала отпирания не превышало допустимой мощности на тиристоре. По этой причине скорость нарастания анодного тока *di/dt* должна быть ограничена (см разд. 3) Время нарастания, так же как и вре-

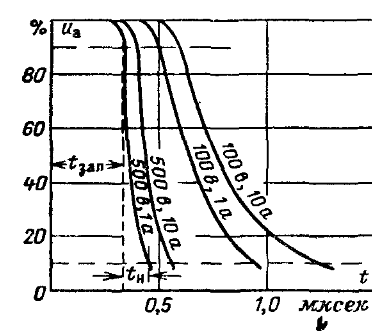


Рис. 4-17. Типовые кривые снижения анодного напряжения при отпирании (для тиристоров типа С10). Управляющий импульс с временем нарастания 0,1 *мксек* прикладывается при $t=0$ от источника с э. д. с. 7,0 *в* через резистор 20 *ом*.

мя запаздывания, уменьшается при увеличении мощности сигнала управления. Следовательно, для того чтобы свести к минимуму потери мощности при отпирании, управление тиристором должно производиться максимально возможным по мощности сигналом, ограниченным, однако, кривой максимально допустимой мощности на УЭ, показанной на рис. 4-12.

Полное время отпирания тиристора определяется как $t_{отп}=t_{зап}+t_{н}$. Важно отметить, что заметное рассеяние мощности при отпирании тиристора может иметь место и после окончания интервала $t_{отп}$ в том смысле, как он определен выше. В частности, при отпирании с высоким начальным напряжением и значительным током после отпирания следует учитывать допустимые параметры, рассмотренные в § 3-8.

Разброс или изменение времени отпирания от одного периода к другому обычно не превышает $2\cdot10^{-9}$ *сек* при постоянной температуре, если управляющий импульс по амплитуде превышает в 2—3 раза минимальную величину, требуемую для отпирания вентиля.

4-11. ПРОСТЫЕ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕЗИСТОРА И ЦЕПИ *RC*

Иногда требуется найти простейшие и наиболее экономичные способы управления тиристорами, когда может быть допущено некоторое ухудшение повторяемости характеристик в пределах всего температурного диапазона. Простые и экономичные схемы управления тиристорами подробно рассмотрены в [Л. 1-3, гл. 5].

На рис. 4-18 показан простой способ получения управляющего сигнала для отпирания тиристора при питании его от источника переменного тока. При отпирании напряжение на тиристоре падает до величины ΔU_a и управляющий сигнал снижается до незначительной величины. Сопротивление $R_у$ ограничивает максимальный ток УЭ. В цепи управления предусмотрен диод, который препятствует появлению обратного напряжения между катодом и УЭ во время обратного полупериода. В случае необходимости диод можно включить не последовательно с $R_у$, а между управляющим электродом и катодом. Протекание тока через нагрузку начинается при замыкании ключа K_1 на рис. 4-18,*а* или размыкании ключа K_2 на рис. 4-18,*б*. Прекращение тока нагрузки происходит с задержкой, не превышающей одного полупериода после размыкания K_1 или замыкания K_2.

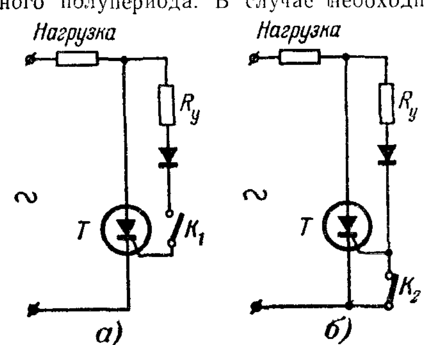
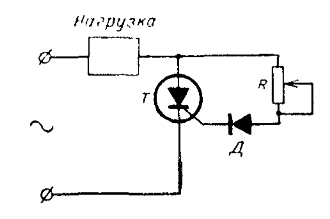


Рис. 4-18. Однополупериодный статический ключ.

а — последовательная схема; *б* — параллельная схема.

В качестве ключей K_1 и K_2 целесообразно использовать магнитоуправляемые контакты, размещенные в запаянном стеклянном баллоне, управляемые с помощью небольшого электромагнита. Типичные устройства подобного типа требуют для срабатывания около 50 *ав*, а для отпускания — от 15 до 20 *ав*. Так как такие контакты могут управляться также от небольших постоянных магнитов, то на их базе с помощью тиристоров могут быть легко выполнены концевые бесконтактные выключатели.



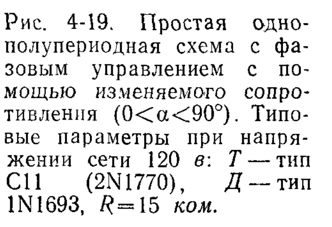


Рис. 4-19. Простая однополупериодная схема с фазовым управлением с помощью изменяемого сопротивления ($0<\alpha<90°$). Типовые параметры при напряжении сети 120 *в*: *T* — тип С11 (2N1770), *Д* — тип 1N1693, *R*=15 *ком*.

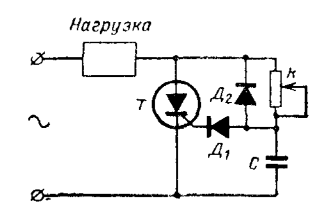


Рис. 4-20. Простая однополупериодная схема с фазовым управлением с помощью цепи *RC* — диод ($0<\alpha<180°$).

Типовые параметры при напряжении сети 120 *в*: *T* — тип С11 (2N1770), *R*=40 *ком*, *C*=0,25 *мкф* или *T* — тип С11/С20, *R*=10 *ком*, *C*=1,0 *мкф*.

Простая комбинация *RC*-цепочки и диода позволяет осуществить отпирание и управление тиристором в пределах всего диапазона 180°, обеспечивая при этом очень хорошие показатели при обычных значениях температуры. Так как в схеме подобного типа сопротивление управляющей цепи определяет весь ток управляющего электрода, необходимый для отпирания тиристора, то такие схемы работают, как правило, с тиристорами, которые обладают достаточно высокой чувствительностью по управляющему электроду. Чем меньше эта чувствительность, тем меньше должно быть сопротивление, определяющее управляющий ток, и тем больше будет рассеиваемая этим сопротивлением мощность.

На рис. 4-19 приведена простейшая схема с регулируемым резистором *R*, обеспечивающая изменение угла отпирания в пределах от 0 до 90° положительного полупериода анодного напряжения. Диод *Д* препятствует появлению обратного напряжения. Угол отпирания в рассматриваемой схеме не может превышать значения 90°, поскольку напряжение, питающее силовую цепь, и напряжение, создающее ток отпирания УЭ, находятся в фазе. Поэтому схема обеспечивает непрерывное регулирование напряжения на нагрузке в пределах от 100 до 50% максимально возможного (однополупериодного) напряжения.

На рис. 4-20 приведена схема с цепью *RC* — диод, обеспечивающая изменение угла отпирания вентиля в пределах всего полупериода (180°). Во время положительного полупериода анодного напряжения конденсатор заряжается до напряжения отпирания тиристора. Время заряда определяется постоянной времени цепочки *RC* и ско-

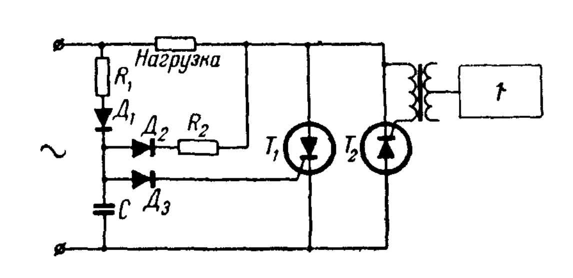


Рис 4 21 Ведомая схема управления с использованием цепи RC—диод для регулятора переменного тока в нагрузке

1 — независимый источник управляющих импульсов $R_1=R_2=15$ *ком*, $C=5$ *мкф*, тиристоры типа C11/C20

ростью нарастания анодного напряжения Во время отрицательного полупериода конденсатор перезаряжается до амплитуды отрицательного напряжения, обеспечивая таким образом подготовку схемы для следующего цикла

Так как цепь управления должна питаться от сети переменного тока через резистор, то емкость конденсатора должна быть выбрана так, чтобы его ток заряда был больше, чем управляющий ток отпирания $I_{у\,о}$ при наибольшем желаемом угле отпирания Другими словами, выбрав наибольшее значение R для получения заданного тока $I_{у\,о}$ при наибольшем угле отпирания, определяем затем по величине переменного напряжения сети в этот момент, уменьшенного на величину падения в R, емкость конденсатора C, обеспечивающую необходимое при этом напряжение $U_{у\,о}$ на УЭ

На рис 4 21 приведена схема, в которой управляющие импульсы поступают на УЭ тиристора T_2 от независимого источника и отпирают его во время одного полупериода при определенном фазовом угле Во время следующего полупериода ведомая схема управления (левая часть рис 4 21) вызывает отпирание T_1 при таком же фазовом угле, отсчитываемом в этом полупериоде Пока T_2 не отпирается, конденсатор C заряжается и разряжается от напряжения питающей сети с одной и той же постоянной времени Напряжение на зажимах C при этом будет недостаточным для отпирания T_1. В случае отпирания T_2 кривая разряда конденсатора C будет определяться интегралом по времени от напряжения который отличен от интеграла по времени при его заряде, на величину интеграла по времени от напряжения, появляющегося на зажимах нагрузки В результате на конденсаторе возникает остаточное напряжение определяемое углом отпирания T_2. Поэтому при следующем полупериоде, когда анод T_1 станет положительным этот вентиль отопрется с тем же углом запаздывания по отношению к началу полупериода, что угол отпирания T_2

4-12. СХЕМЫ ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

На рис 4 22 приведена схема двухполупериодного (мостового) выпрямителя с фазовым управлением, в которой используется фазосдвигающая цепь RC или RL для сдвига фазы управляющего сигнала относительно анодного напряжения Большое число вариантов фазосдвигающих цепей было разработано ранее для тиратронов

При использовании тиристоров серий C8, C10, C11, C35, C36 и C50 должны быть приняты во внимание следующие условия, обеспечивающие получение максимального диапазона фазового сдвига для отпирания вентиля при обычных температурах без превышения допустимых значений управляемого напряжения и тока

Рис 4 22 Схема управления с фазосдвигающей цепочкой RC или RL для однофазного полууправляемого мостового выпрямителя

1 Амплитудное значение U_2 должно быть более 25 *в*

2 Должно выполняться неравенство

$$\frac{1}{2\pi fC} \leqslant \frac{U_2}{2} - 9 \text{ или } 2\pi fL \leqslant \frac{U_2}{2} - 9,$$

где C — емкость, *ф*, L — индуктивность, *гн*, U_2 — максимальное напряжение всей вторичной обмотки трансформатора управления, *в*; f — частота питающей сети, *гц*

3 Последовательное сопротивление $R_у$ в цепи УЭ должно быть равно

$$R_у = \frac{U_2 - 20}{0{,}2}, \text{ ом}$$

Регулирующее сопротивление $R_{упр}$ определяется из соотношений:

$$R_{упр} \geqslant \frac{10}{2\pi fC} \text{ или } R_{упр} \geqslant 10 \cdot 2\pi fC.$$

Вследствие частотной зависимости параметров элементов фазосдвигающей цепи данного типа выбор соответствующих L или C облегчается при работе на повышенной частоте

4-13. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРАМИ С НАСЫЩАЮЩИМИСЯ РЕАКТОРАМИ

Насыщающиеся реакторы обеспечивают требуемый крутой фронт управляющего импульса и удобные способы управления с помощью маломощных сигналов постоянного или переменного тока Этот спо-

соб управления применим для тиристорных устройств в системах автоматического управления и обеспечивает дополнительные преимущества, так как позволяет иметь в схеме управления несколько электрически изолированных входов и выходов, что весьма удобно для более сложных схем.

4-13-1. Непрерывное управление

Типовая схема управления с полуволновым (однополупериодным) магнитным усилителем показана на рис. 4-23. Управляющий сигнал для отпирания тиристора получают с обмотки *3—4* питающего трансформатора *Тр*. Когда сердечник магнитного усилителя *МУ* не насыщен, его обмотка *3—4* представляет собой большое индуктивное сопротивление в цепи сигнала управления. В результате на зажимах сопротивления R_3 имеет место лишь небольшое напряжение, обусловленное током холостого хода обмотки *3—4 МУ*. Когда сердечник *МУ* насыщается, сопротивление обмотки *3—4* этого сердечника резко снижается и на УЭ тиристора подается практически все напряжение с обмотки *3—4 Тр*. Резистор R_2 ограничивает ток управления до необходимого значения. Диод $Д_2$ имеет двойное назначение: он препятствует появлению обратного напряжения на управляющем электроде, а также прохождению обратного тока через обмотку *3—4*, который может вызвать нежелательное размагничивание сердечника *МУ*.

Управляющие сигналы могут подводиться ко входу *1* или *2* или к обоим сразу. Вход *2* определяет величину напряжения, прикладываемого к обмотке *1—2 МУ*, и тем самым определяет степень размагничивания сердечника *МУ* во время отрицательного полупериода напряжения питания. Изменением величины управляющего сопротивления R_1 можно управлять значением индукции, до которого размагничивается сердечник во время отрицательного полупериода, и тем самым изменять фазовый угол отпирания во время положительного полупериода. Вместо R_1 могут быть использованы другие управляющие устройства, например полупроводниковый усилительный каскад. Так как питание этой управляющей цепи обеспечивается обмоткой *5—6* трансформатора *Тр*, то необходимость в дополнительных источниках питания отпадает. Вход *1* создает ток в обмотке управления *5—6 МУ* и определяет величину магнитного потока в сердечнике, что в свою очередь определяет угол отпирания вентиля. Ток в цепи входа *1* должен быть подан от внешнего источника.

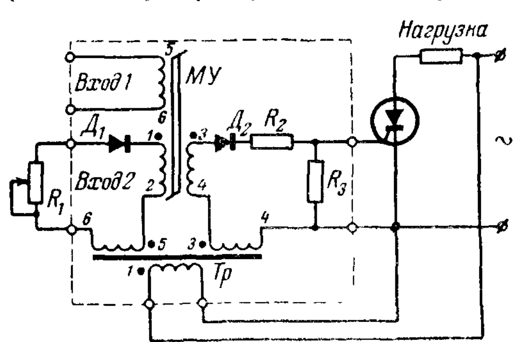


Рис. 4-23. Типовая схема управления с полуволновым магнитным усилителем.

Чтобы обеспечить отпирание нескольких тиристоров, соединенных параллельно или последовательно, на сердечнике *МУ* могут быть размещены дополнительные выходные обмотки. Также могут быть добавлены и дополнительные управляющие обмотки, включаемые по схеме входа *1* или *2*. Комбинацией двух или более однополупериодных схем могут быть получены двухфазные и многофазные схемы. Следует отметить, что фазосмещающие устройства на базе магнитных усилителей не могут обеспечить достаточно крутое нарастание управляющего импульса, необходимое, например, для четкого отпирания сильноточных тиристоров, в особенности при их параллельной работе или при больших di/dt. Для увеличения скорости нарастания управляющего импульса можно рекомендовать применение диодных тиристоров (четырехслойных диодов-переключателей), время переключения которых не превышает 1—2 *мксек*. Такие приборы с напряжением переключения от 10 до 25 *в* включаются последовательно непосредственно в цепь управляющего электрода тиристора (вместо диода $Д_2$ на рис. 4-23) либо при использовании разделительного трансформатора в цепь его первичной обмотки. Еще более крутой фронт импульса получается, если до диодного тиристора (т. е. к выходным зажимам *МУ*) подключить параллельный конденсатор емкостью от 0,2 до 1,0 *мкф*

4-13-2. Схемы управления с насыщающимися дросселями в релейном режиме

Схемы управления, предназначенные для фазового регулирования (подобно приведенной на рис. 4-23), требуют использования магнитных насыщающихся сердечников достаточно больших размеров, чтобы их выходные обмотки могли выдерживать напряжение управляющего сигнала в течение всего полупериода без насыщения. В более простых схемах управления, работающих на принципе «включено — выключено» (рис. 4-24), могут быть использованы меньшие по размерам и более дешевые сердечники, так как выходные обмотки в таких схемах не должны выдерживать напряжения управляющего сигнала в течение всего полупериода. Кроме того, эти схемы не требуют применения вспомогательных питающих трансформаторов, что также является их достоинством.

На рис. 4-24,*а* обмотка насыщающегося сердечника $Тр_1$ включена параллельно цепи управления $Т_1$. Если сердечник $Тр_1$ не насыщен, то ток проходит в течение первой части положительного полупериода через R_1, R_2, $В_1$ и управляющий электрод тиристора $Т_1$ и вызывает его отпирание. Если $Тр_1$ насыщен, то ток, проходящий через R_1, R_2 и $В_1$, протекает через обмотку этого дросселя.

Отпирание тиристора в данной схеме осуществляется за счет положительного сигнала, подаваемого на входную обмотку $Тр_1$, бла-

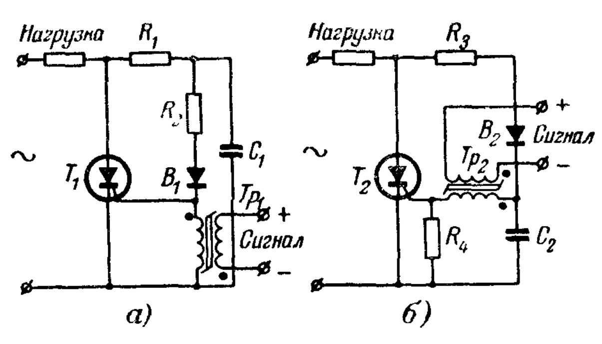


Рис 4 24 Однополупериодные схемы управления тиристором с магнитным сердечником, работающие по принципу «включено—выключено»

а — параллельная схема *б* — последовательная схема

годаря которому сердечник Tp_1 переводится в ненасыщенное состояние Конденсатор C_1 является фильтром, который предотвращает ложное отпирание тиристора, обусловленное переходными процессами в сети переменного тока

На рис 4 24,*б* обмотка Tp_2 включена последовательно с конденсатором C_2 и управляющим электродом T_2. Если Tp_2 не насыщен, то ток, проходящий через R_3 и B_2, заряжает конденсатор C_2 во время начальной части положительного полупериода Tp_2 насыщается спустя некоторое время после начала положительного полупериода, что вызывает быстрый разряд C_2 через управляющий электрод T_2 и приводит к отпиранию вентиля Если Tp_2 насыщается в самом начале положительного полупериода, то обмотка Tp_2 шунтирует C_2 и препятствует его зарядке Резистор R_4 не дает возможности напряжению на управляющем электроде T_2 нарасти до такой величины, чтобы отпереть вентиль Насыщенный сердечник Tp_2 может быть размагничен и T_2 отперт путем подачи положительного сигнала на входную обмотку Tp_2

Схемы на рис 4 24 дают возможность тиристору выполнять функции контактора переменного тока с изолированной управляющей обмоткой постоянного тока Модификации этих схем допускают возможность получить двухполупериодные схемы, выполняющие функции контакторов с размыкающими или замыкающими контактами или с «защелкой» (самоудержачием) Примеры подобных схем описаны в разд 8

4-14. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ УПРАВЛЯЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ

Работа простых резисторно-конденсаторных схем управляющих импульсов, описанных в § 4-12 и 4 13, сильно зависит от параметров цепи управления каждого данного тиристора Кроме того, такие

схемы характеризуются большим уровнем мощности, так как весь управляющий ток должен протекать через резистор Наконец, они неудобны для автоматизированных, программно-управляемых или замкнутых систем

Импульсные схемы управления могут быть за счет существенного увеличения амплитуды импульса тока легко приспособлены к широкому разбросу характеристик При этом среднее значение мощности, выделяемой в УЭ, может быть сравнительно малым, так как требуемое значение энергии $I_{у\,0}U_{у\,0}t$ *может быть накоплено сравнительно* медленно, а затем быстро выделено в требуемый момент отпирания Такие схемы управления, как будет показано ниже, даже для мощных тиристоров получаются компактными

4-14-1. Основные принципы построения генераторов импульсов

Основные типы ключевых приборов, используемых для генерации управляющих импульсов (однопереходный транзистор, переключающий диод, кремниевые односторонний и двусторонний ключи, неоновые лампы и пр), осуществляют разряд конденсатора через управляющий переход тиристора Релаксационные колебания существуют благодаря наличию у названных приборов на вольт амперной характеристике участка с отрицательным сопротивлением Расчет схем обычно требует знания токов и напряжений, характеризующих этот участок и определяющих поэтому проводящее или непроводящее состояние прибора (см также § 4 1)

Чтобы связать такие параметры прибора с условиями существования автоколебаний, рассмотрим элементарный релаксационный генератор (рис 4 25,*а*), использующий переключающий прибор с напряжением и током переключения $U_п$ и $I_п$ и удерживающими напряжением и током $U_{удерж}$ и $I_{удерж}$ Вольт амперная характеристика

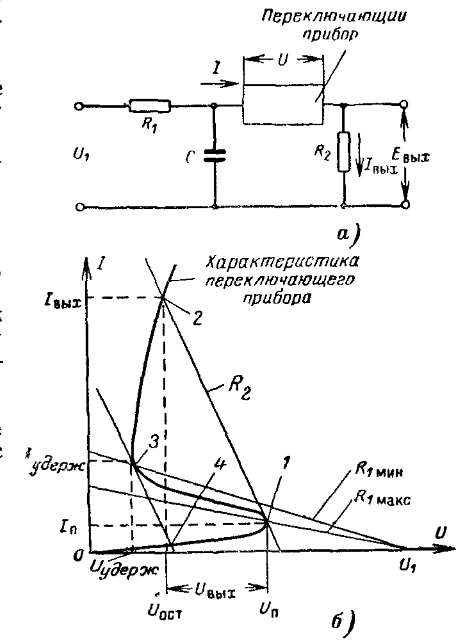


Рис 4 25 Схема релаксационного генератора (*а*) и характеристики, поясняющие ее работу (*б*)

прибора с нанесенными на ней линиями R_1 и R_2 показана на рис 4 25 б При увеличении сопротивления R_1 до максимального значения, при котором колебания еще могут существовать, нагрузочная линия пересекает характеристику прибора в точке *1*, где отрицательное сопротивление прибора равно сопротивлению нагрузки R_2 Точка *1* расположена очень близко от точки с координатами $U_п$, $I_п$, но, строго говоря, не совпадает с нею, поскольку точке $U_п$, $I_п$ соответствует нулевое дифференциальное сопротивление (вертикальная касательная)

Когда точка переключения *1* достигнута рабочая точка перемещается в положение *2*, при этом конденсатор разряжается током с амплитудой $I_{вых}$ и формирует импульс напряжения $U_{вых}$ на нагрузочном сопротивлении R_2 (в котором учтено входное сопротивление управляемого тиристора) Разряд конденсатора C перемещает изображающую точку из положения *2* в положение *3*, где отрицательное сопротивление прибора вновь равно по модулю нагрузочному R_2 Далее состояние схемы изменяется от точки *3* к точке *4*, после чего конденсатор вновь заряжается через R_1, и колебания продолжаются

Если R_1 изменяется до минимального значения, которое еще обеспечивает существование колебаний, новая нагрузочная линия пересекает вольт амперную характеристику в точке *3* Любое меньшее значение R_1 переводит схему в устойчивое состояние между точками *2* и *3*, соответствующее постоянно отпертому прибору Увеличение R_1 сверх некоторого максимального значения переводит схему в другое устойчивое состояние между точками *О* и *1* (прибор заперт)

Очень важным фактором который не отражен на рис 4 25 и не всегда указывается в справочных данных переключающего прибора, является время переключения Если переход из точки *1* в точку *2* происходит медленно эта точка никогда не будет достигнута, так как разряд конденсатора происходит в процессе перемещения изображающей точки В результате этого пересечение траекторий изображающей точки с характеристикой прибора будет иметь место где либо между точками *2* и *3* Время переключения становится ограничивающим фактором, если оно соизмеримо с постоянной времени разряда R_2C

Амплитуды напряжения и тока $U_{вых}$ и $I_{вых}$ на нагрузке R_2 в этой схеме зависят от характеристики переключающего прибора и соотношения между его временем переключения и постоянной времени разряда R_2C Если величина R_2C более чем в 10 раз превышает время переключения прибора то можно считать, что амплитуда напряжения $U_{вых}$ равна разности начального и остаточного напряжений прибора $U_п—U_{ост}$ Амплитуда тока определяется точкой пересечения линии нагрузки R_2 с характеристикой прибора

Если постоянная времени R_2C меньше и сравнима с временем переключения, то как $U_{вых}$, так и $I_{вых}$ уменьшаются из за влияния эффективного сопротивления прибора в процессе переключения Как уже отмечалось в § 4 8 оба фактора — снижение амплитуды и увеличение длительности управляющего импульса — уменьшают вероятность отпирания тиристора

Так как влияние времени переключения не отражается вольт-амперной характеристикой, то обычно переключающие приборы, предназначенные для схем управления тиристорами, характеризуются амплитудным значением напряжения на резисторе R_2 (в качестве которого указывается типовое значение входного сопротивления тиристора) при разряде конденсатора заданной емкости

4-14-2. Однопереходный триод

Кремниевый триод (транзистор) с одним переходом является весьма удобным прибором для построения схем управления тиристорами Преимуществами этих приборов являются стабильное напряжение отпирания (переключения), очень малый ток отпирания, широкий диапазон рабочих температур и большое допустимое амплитудное значение тока эмиттера Схемы управления тиристорами, основанные на использовании однопереходных транзисторов[1] (ОПТ), характеризуются простотой компактностью и небольшой потребляемой мощностью

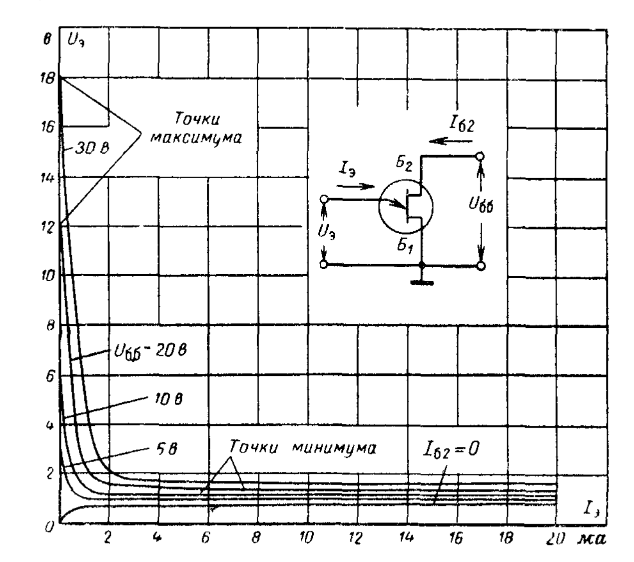


Рис 4 26 Обозначение однопереходного триода и входные эмиттерные характеристики ОПТ типа 2N2646.

Однопереходные транзисторы (ОПТ) имеют три вывода эмиттер (Э), база 1 ($Б_1$) и база 2 ($Б_2$) Участок между $Б_1$ и $Б_2$ имеет линейную вольт амперную характеристику, как обычное сопротивление.

[1] В отечественной литературе однопереходные триоды (транзисторы) иногда называют также «двухбазовыми диодами» (Прим редакторов перевода)

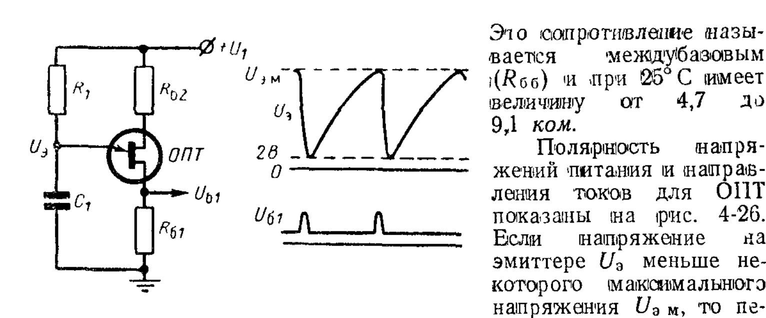


Рис. 4-27. Основная схема релаксационного генератора на ОПТ и типичные графики напряжений.

Это сопротивление называется междубазовым ($R_{бб}$) и при 25° С имеет величину от 4,7 до 9,1 *ком*.

Полярность напряжений питания и направления токов для ОПТ показаны на рис. 4-26. Если напряжение на эмиттере $U_э$ меньше некоторого максимального напряжения $U_{э\,м}$, то переход эмиттер — база 1 будет смещен в обратном направлении и через него потечет только небольшой обратный ток утечки $I_{э0}$. Если $U_э = U_{э0}$ и ток эмиттера $I_э$ больше максимального тока $I_{э\,м}$, то транзистор отпирается. Во включенном состоянии сопротивление между эмиттером и базой 1 очень мало и ток эмиттера ограничивается только внешним сопротивлением цепи эмиттера.

Напряжение в точке максимума $U_{э\,м}$ связано линейной зависимостью с междубазовым напряжением $U_{б\,б}$ в соответствии с уравнением

$$U_{э.м} = \eta U_{б.б} + U_д. \tag{4-1}$$

Параметр η не зависит от внешних факторов и определяется внутренней структурой прибора, а его значение находится в пределах 0,51—0,82.

Напряжение $U_д$ эквивалентно напряжению на переходе эмиттер — база 1 и при 25° С составляет около 0,5 *в* Напряжение $U_{э\,м}$ снижается с температурой, причем температурный коэффициент составляет примерно 3 *мв*/°С для ОПТ типа 2N266-47 и около 2 *мв*/°С для типа 2N489 Зависимость напряжения $U_{э\,м}$ от температуры может быть отнесена за счет изменения $U_д$, а для приборов 2N2646-47 также и за счет изменения η Это изменение $U_{э\,м}$ с температурой можно компенсировать, используя положительный температурный коэффициент $R_{б\,б}$. Если последовательно с базой 2 включить сопротивление $R_{б2}$, как показано на рис. 4-27, то изменение $R_{б\,б}$ при росте температуры приводит к повышению $U_{б\,б}$. Если $R_{б2}$ будет подобрано правильно, то увеличение $U_{б\,б}$ скомпенсирует снижение $U_{э\,м}$ в соотношении (4-1).

В температурном диапазоне от —40 до +100° С для большинства однопереходных транзисторов серий 2N2643 и 2N2647 требуемое значение $R_{б2}$ примерно равно:

$$R_{б2} \approx \frac{10\,000}{\eta U_2}. \tag{4-2}$$

Для ОПТ серий 2N489MIL, 2N1671A и В и 2N2160 величину $R_{б2}$ можно определить из соотношения

$$R_{б2} = \frac{0,4R_{б\,б}}{\eta U_1} + \frac{(1-\eta)\,R_{б1}}{\eta}. \tag{4-3}$$

Основная схема релаксационного генератора на ОПТ

Основная схема на ОПТ, используемая для отпирания тиристоров, представляет собой схему простого релаксационного генератора (рис 4-27) В этой схеме конденсатор C_1 заряжается через R_1 до тех пор, пока напряжение на эмиттере не достигнет значения $U_{э\,м}$. В этот момент ОПТ отпирается и разряжает C_1 через сопротивление $R_{б1}$ Когда $U_э$ достигает примерно 2 *в*, эмиттер перестает проводить, ОПТ отключается и цикл повторяется. Период колебаний T практически не зависит от питающего напряжения и температуры и определяется следующим выражением:

$$T = \frac{1}{f} \approx R_1C_1 \ln \frac{1}{1-\eta} = 2,3R_1C_1 \lg \frac{1}{1-\eta}. \tag{4-4}$$

При значении $\eta = 0,63$, которое может считаться примерно номинальным, $T \approx R_1C_1$. Значения параметров в схемах с ОПТ очень различны. Обычно $R_{б1}$ не превышает 100 *ом*, хотя в некоторых случаях возможны значения по 2—3 *ком*. Сопротивление R_1 может лежать в пределах от 3 ком до 3 *Мом*. Нижний предел R_1 определяется требованием, чтобы линия нагрузки, определяемая значениями R_1 и U_1, пересекла характеристики эмиттера на рис. 4-26 слева от точки минимума, так как в противном случае ОПТ в схеме на рис. 4-27 не будет отключаться. Верхний предел R_1 обусловливается требованием, чтобы максимальный ток, протекающий через эмиттер, был больше величины $I_{э\,м}$ и обеспечивал тем самым отпирание ОПТ. Рекомендуемый диапазон питающего напряжения U_1 находится в пределах от 10 до 35 *в*. Этот диапазон определяется снизу приемлемой величиной амплитуды выходного импульса, а сверху — допустимым рассеянием мощности в ОПТ.

Если выход схемы рис 4-27 соединен непосредственно или через последовательное сопротивление с управляющим электродом тиристора, то величина $R_{б1}$ должна быть достаточно малой, чтобы напряжение на $R_{б1}$, обусловленное междубазовым током при запертом ОПТ, не превышало минимального управляющего напряжения отпирания тиристора $U_{у\,о\,мин}$ (0,25 *в* для тиристора типа С35 -- см. рис. 4-12). Чтобы удовлетворить этим требованиям, $R_{б1}$ следует выбирать в соответствии со следующим неравенством:

$$\frac{R_{б1}}{R_{б.б\,(мин)} + R_{б1} + R_{б2}} < U_{у.о.мин}. \tag{4-5}$$

Для тиристоров серии С35 (2N681) при максимальной температуре перехода 125° С $U_{у\,о\,мин}$ составляет 0,25 *в*. Поэтому при питающем напряжении 35 *в* или менее $R_{б1}$ должно быть равно или меньше 50 *ом*. Если схема релаксационного генератора связана с УЭ тиристора посредством трансформатора или конденсатора, то эти ограничения отпадают.

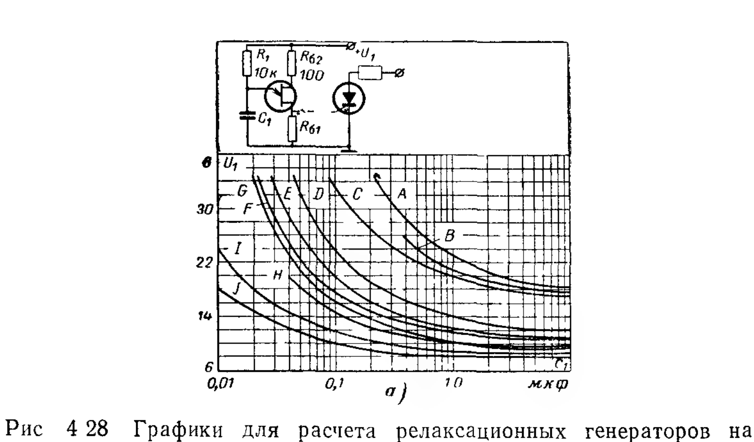


Рис 4 28 Графики для расчета релаксационных генераторов на ОПТ, предназначенных для управления тиристорами (при скорости нарастания анодного тока до 10 *а/мксек*)

а — ОПТ типов от 2N1489A и В до 2N1494A В и С от 2N2417A и В до 2N2422A и В 2N2646, 2N2647 и 2N1671A и В (температура от —55 до +125° С)

Тип тиристора	Кривые	R_{61}, *ом*	$U_{1макс}$, *в*
С60 (2N2023-30) С55 и С56 С52 (2N1792 98) С50 (2N1909 16) С45, С46 С36 (2N1842 50)	*A*	27±10%	35
	B	47±10%	26
	C	Трансформатор	35
С40, С38[1] С35 (2N1681 92) С30, С32 С15 С20, С22	*D*	27±10%	35
	E	47±10%	20
	G	Трансформатор	35
С12 С11 (2N1770 78 2N2>19) С10 (2N1770A 77A) С9 С8 (2N1929 35) 2N1595-99	*E*	27±10%	32
	G	47±10%	18
	I	Трансформатор	35
С7 (2N2344 48)	*F*	15±10%	35
С6	*H*	27±10%	20
С5	*J*	Трансформатор	35

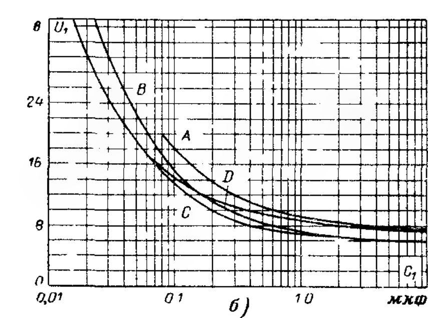
Примечания 1 Напряжение питания не свыше 27 *в* для кривой *D* и не свыше 15 *в* для кривой *E*

2 ОПТ типа 2N2647 позволяет получить вдвое больший выходной импульс, чем ОПТ остальных типов, обеспечивая двукратный запас по отношению к минимально необходимому для отпирания тиристоров импульсу.

Расчет схем управления на ОПТ

Все однопереходные транзисторы типов 2N2646 и 2N2647, предназначенные для применения в схемах управления тиристорами, подвергаются заводским испытаниям, что обеспечивает их надежную работу с тиристорами всех типов фирмы Дженерал Электрик в пределах соответствующих температурных диапазонов Расчет схем управления тиристорами, использующих ОПТ, может быть легко и быстро выполнен при помощи расчетных кривых рис 4-28,*а* и *б* соответственно для ОПТ типов 2N2646 и 2N2647 Эти кривые представляют зависимость минимального питающего напряжения U_1, обеспечивающего отпирание различных типов тиристоров в диапазоне рабочих температур, от величины емкости C_1 в цепи эмиттера ОПТ при различных значениях сопротивления R_{61} или при наличии развязывающего трансформатора в цепи базы 1 Величина сопротивления R_1 не имеет значения для расчета при условии, что она будет в пределах обеспечивающих колебания в схеме рис 4 27 Если R_{62} значительно больше 100 *ом*, то требуемое питающее напряжение U'_1 должно быть вычислено по минимальному питающему напряжению U_1, полученному из кривых рис 4-28,*а* и *б*, с помощью следующего соотношения

$$U'_1 = \frac{(2\,200 + R_{61})\,U_1}{2\,300}. \qquad (4\text{-}6)$$



б — ОПТ типа 2N2647 для тиристоров на большие токи (температура от —40 до +125° С)

Тип тиристора	Кривые	R_{61}, *ом*	$U_{1макс}$, *в*
С80	*A*	27±10%	20
	D	Трансформатор	35
С60 (2N2023 30) С55, С56 С52 (2N792 98) С50 (2N190) 15) С45 С45	*B*	27±10%	35
	C	47±10%	20
	C	Трансформатор	35

Чтобы предохранить ОПТ от выхода из строя из-за перегрева, рекомендуется всегда последовательно с базой 2 или последовательно с источником питания включать сопротивление 100 *ом* или более. Это особенно важно в случае работы при высокой температуре окружающей среды, при высоких питающих напряжениях или при больших значениях емкости в цепи эмиттера.

В качестве примера использования кривых на рис. 4-28 для практического расчета схемы управления тиристора рассмотрим следующую задачу.

Пример. Необходимо рассчитать схему управления для тиристора типа C11 (2N1773) при наиболее низком напряжении, питающем генератор на ОПТ типа 2N2646 с выходом на импульсный трансформатор. Величина емкости, выбранная в соответствии с требуемой рабочей частотой, составляет 0,1 *мкф*, температурная компенсация в схеме предусмотрена. Примем $\eta=0{,}66$.

Решение. Из рис 4 28,*а* видно, что необходимо выбрать кривую *1* и что питающее напряжение не должно превышать $U_{1\text{макс}}=35$ *в*. По кривой *1* минимальное питающее напряжение при $C=0{,}1$ *мкф* равно $U_1=12$ *в* Величина $R_{б2}$ определяется из уравнения (4 2)

$$R_{б2}\approx\frac{10\ 000}{0{,}66\cdot 12}=1\ 260\approx 1\ 000\ ом$$

(ближайшая стандартная величина) Получаемое значение $R_{б2}$ требует внесения поправки в величину питающего напряжения в соответствии с уравнением (4 6):

$$U'_1=\frac{(2\ 200+1\ 000)\ 12}{2\ 300}=17\ в.$$

Таким образом, для рассчитываемой схемы получаем $C_1=0{,}2$ *мкф*, $R_{б1}=1$ *ком*, $U'_1=17$ *в*.

При использовании ОПТ типов 2N2646 и 2N2647 величина $R_{б2}$, определяемая уравнением (4-2), может вызвать значительное и неудобное для практики увеличение питающего напряжения U'_1 [согласно уравнению (4-6)]. В этом случае можно рекомендовать применение ОПТ типов 2N489, 2N1671A или 2N1671B, так как уравнение (4-3) дает меньшую величину $R_{б2}$. В случае же, если не требуется температурной компенсации или диапазон рабочих температур невелик, могут быть использованы ОПТ типа 2N2646—2N2647 с сопротивлением $R_{б2}\geqslant 1\ 000$ *ом*.

Методы синхронизации релаксационных генераторов на ОПТ

В основной схеме рис. 4-27 ОПТ может быть открыт в любой промежуточный момент периода колебаний за счет уменьшения либо

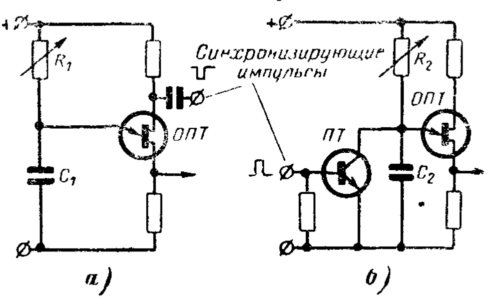


Рис. 4-29. Схемы с импульсной синхронизацией релаксационных генераторов на ОПТ.

а — непосредственно, *б* — через транзистор

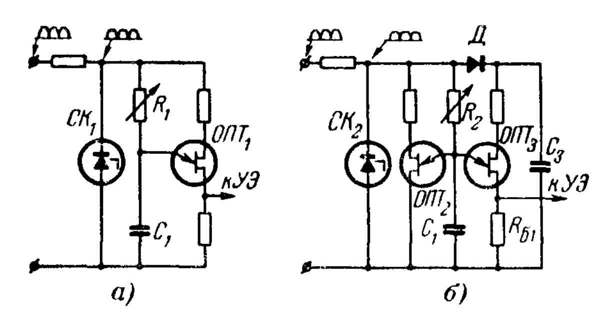


Рис. 4-30. Схемы генераторов на ОПТ с синхронизацией от сети переменного тока

междубазового напряжения, либо питающего напряжения U_1 Это эквивалентно снижению величины $U_{э\,м}$ в соответствии с соотношением (4-1) или (4-3). В результате ОПТ откроется, если $U_{э\,м}$ спадет ниже мгновенного значения $U_э$. Следовательно, для синхронизации схемы могут быть использованы синхронизирующие импульсы, подаваемые на базу 2 или накладываемые на питающее напряжение. Рисунок 4-29,*а* иллюстрирует способ синхронизации с помощью отрицательных импульсов, подаваемых на базу 2.

Другой метод синхронизации показан на рис. 4-29,*б* Параллельно конденсатору C_1 включается транзистор *ПТ*. Положительный импульс тока в цепи базы *ПТ* разряжает C_1 и задерживает отпирание ОПТ. Эта схема может быть использована также для фиксации напряжения эмиттера ОПТ. До тех пор, пока в базе *ПТ* поддерживается положительный ток, напряжение C_1 будет отсутствовать Когда ток в базе прекратится, напряжение на C_1 повысится и ОПТ откроется в конце интервала, определяемого значениями R_1 и C_1.

На рис 4-30 показаны методы синхронизации при наличии сети переменного тока Для питания схемы и для подачи синхронизированного сигнала в цепь управления используется выпрямленное двухполупериодное несглаженное напряжение, получаемое от мостового выпрямителя или другого источника. Для ограничения и стабилизации амплитуды питающего напряжения используются стабилитроны *СК*

В конце каждого полупериода напряжение базы 2 $ОПТ_1$ и $ОПТ_2$ спадает до нуля, что приводит к их отпиранию. При этом эмиттерные конденсаторы оказываются разряженными к началу каждого полупериода, и схемы управления, таким образом, синхронизируются с питающей сетью На рис. 4-30,*а* импульс на выходе создается в конце каждого полупериода, так что ток в цепи нагрузки тиристора, получающийся при его отпирании, невелик. Если это нежелательно, то, как показано на рис 4-30,*б*, для разрядки конденсаторов в конце полупериода может быть использован дополнительный $ОПТ_3$. Диод *Д* и конденсатор C_3 используются для питания $ОПТ_3$ постоянным напряжением. Напряжение на зажимах $ОПТ_2$ будет спадать до нуля в течение каждого полупериода, в результате чего C_1 будет разря-

жаться через $ОПТ_2$, а не через $R_{б1}$. Для этой схемы ОПТ следует выбирать таким образом, чтобы $ОПТ_2$ имел больший коэффициент η, чем $ОПТ_3$.

4-14-3. Кремниевый односторонний ключ (КОК)

Кремниевый односторонний ключ (КОК) представляет собой миниатюрный тиристор с анодным управляющим электродом (вместо вывода управляющего электрода от прикатодного базового слоя, как обычно) и встроенным низковольтным лавинным диодом между входом и катодом. Условное обозначение и эквивалентная схема КОК изображены на рис. 4-31, а вольт-амперные анодные характеристики при отключенном входе — на рис. 4-32.

Прибор КОК обычно используется в основной схеме релаксационного генератора, принцип действия которой обсуждался выше (см. § 4-14-1 и рис. 4-25,*а*). Прибор типа D13D1 имеет следующие параметры:

Напряжение переключения $U_п$	От 6 до 10 *в*
Наибольший ток переключения $I_п$	0,5 *ма*
Удерживающее напряжение $U_{удерж}$ . . .	Не оговорено, примерно 0,7 *в* при 25° С
Наибольший удерживающий ток $I_{удерж}$ . .	1,5 *ма*
Прямое падение напряжения $U_а$ (при $I_а$= = 200 *ма*)	1,75 *в*
Допустимое обратное напряжение $U_{обр.м}$	30 *в*
Амплитуда выходного импульса напряжения (не менее) $U_{вых}$	3,5 *в*

Последний параметр является очень важным для схем управления тиристорами, так как он является единственным параметром, характеризующим способность данного прибора передавать заряд от конденсатора во входную цепь тиристора. Эта амплитуда измеряется в схеме рис. 4-25,*а*, где U_1=15 *в*, R_1=100 *ком*, C_1=0,1 *мкф* и R_2= =20 *ом*. Амплитуда импульса $U_{вых}$ измеряется на сопротивлении R_2. Эта амплитуда зависит как от разности напряжений $U_п$ и $U_а$, так

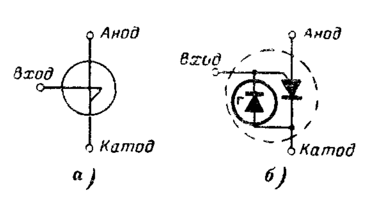


Рис. 4-31. Обозначение (*а*) и схема внутреннего устройства (*б*) кремниевого одностороннего ключа (КОК).

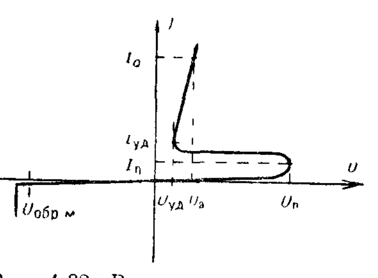


Рис. 4-32. Вольт-амперная характеристика КОК.

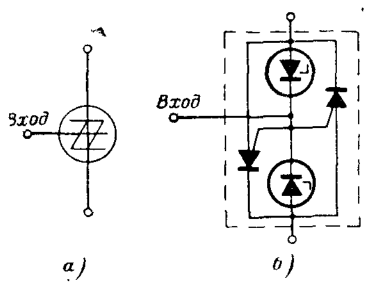
и от времени переключения (см. § 4-14). Приведенные параметры схемы являются типовыми для схем управления большинством тиристоров.

Основное внешнее различие между КОК и однопереходным транзистором состоит в том, что КОК отпирается при фиксированном напряжении задаваемом его внутренним лавинным диодом. Следует заметить также, что КОК имеет значительно более высокое значение $I_п$, чем ОПТ, причем величина $I_п$ очень близка к $I_{удерж}$. Эти факторы ограничивают верхнюю и нижнюю границы частоты переключения или времени задержки в схемах с КОК.

Для синхронизации или блокировки колебаний или для принудительного отпирания КОК можно использовать импульсы или смещение, подаваемые на его управляющий электрод.

4-14-4. Кремниевый двусторонний ключ (КДК)

Прибор КДК представляет собой два идентичных КОК, соединенных встречно-параллельно, как показано на рис. 4-33 и 4-34. Так как этот прибор переключается при напряжении обеих полярностей, он особенно полезен для управления двунаправленными тиристорами с знакопеременными входными импульсами. Такой режим КДК может быть получен при использовании в качестве U_1 (рис. 4-25) переменного напряжения.



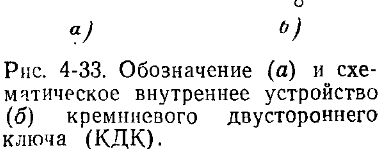


Рис. 4-33. Обозначение (*а*) и схематическое внутреннее устройство (*б*) кремниевого двустороннего ключа (КДК).

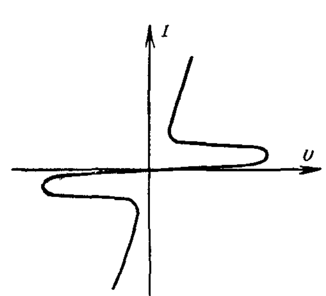


Рис. 4-34. Вольт-амперная характеристика КДК.

Параметры КДК в основном те же, что и параметры КОК, за исключением обратного напряжения $U_{обр}$, которое здесь не имеет смысла.

4-14-5. Двусторонний переключающий диод (ДПД)

Прибор ДПД имеет транзисторную структуру (рис. 4-35), характеристика которой обладает участком отрицательного сопротивления при токе, превышающем переключающий ток $I_п$. Из характеристики ДПД (рис. 4-36) видно, что область отрицательного сопротивления расположена при всех значениях тока, превышающих $I_п$, следовательно, понятие удерживающего тока здесь лишено смысла.

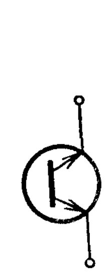


Рис 4-35. Обозначение двустороннего переключающего диода (ДПД).

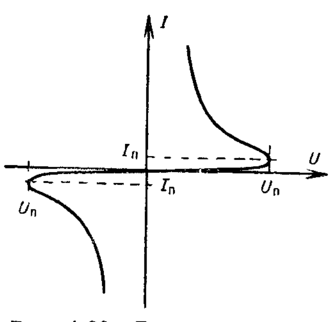


Рис. 4-36 Вольт-амперная характеристика ДПД.

Прибор ДПД может быть использован в схеме простого релаксационного генератора (рис. 4-25) при рассмотренных выше условиях существования колебаний. Для формирования знакопеременных импульсов можно в качестве U_1 использовать переменное напряжение.

Параметры ДПД типа Т-2:

Напряжение переключения $U_п$ . . . . 28—36 *в*
Наибольший ток переключения $I_п$ . . . . 200 *мка*
Амплитуда импульса выходного напряжения
$U_{вых}$ (не менее) . . . . 3 *в*

Амплитуда импульса измеряется в тех же условиях, что и для КОК или КДК, т. е. при $R_2=20$ *ом*, $C_1=0{,}1$ *мкф*. При использовании для управления двунаправленными тиристорами ДПД обеспечивает при указанных параметрах надежное отпирание всех типов таких приборов, выпускаемых фирмой Дженерал Электрик.

4-14-6. Прочие полупроводниковые переключающие приборы

Известны некоторые другие типы односторонних и двусторонних переключающих приборов, подобные описанным выше. Все эти приборы работают в схемах релаксационных генераторов и подчиняются рассмотренным выше критериям Если амплитуда выходного импульса напряжения либо тока не нормализована, то должно быть известным максимальное время переключения.

4-15. ГАЗОРАЗРЯДНАЯ НЕОНОВАЯ ЛАМПА В КАЧЕСТВЕ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩЕГО ПРИБОРА

Низкая стоимость неоновых ламп привлекла внимание разработчиков к возможности их использования в качестве переключающего прибора для схем управления тиристорами. Характеристики лампы

подобны рассмотренным выше характеристикам ДПД Напряжение переключения (зажигания) у них порядка 90 *в*, ток переключения весьма мал (ниже 1 *мка*). Время зажигания велико по сравнению с временем переключения полупроводниковых приборов, амплитуда выходного импульса обычно не указывается Неоновая лампа типа 5ЛН со стабилизацией параметров радиоактивным изотопом в настоящее время используется во многих простых и дешевых устройствах управления тиристорами. Параметры лампы:

$U_{заж}$ . . . . 60—100 *в*
$I_{заж}$ . . . . Не указывается
$U_{горения}=U_а$ . . . . 60 *в* при 5 *ма*
$I_{удерж}$, $U_{удерж}$ . . . . Не указывается
$I_{вых}$ (не менее) . . . . . . 25 *ма*

Амплитуда выходного импульса тока $I_{вых}$ измеряется при разряде конденсатора 0,1 *мкф* на сопротивление 20 *ом*. Следовательно, амплитуда выходного импульса напряжения не превышает 0,5 *в*. Неоновые лампы обычно также характеризуются сроком службы за 5 000 *ч* при постоянном токе 5 *ма* значения $U_{заж}$ или $U_а$ не должны изменяться более чем на 5 *в*, однако эти данные не определяют срок службы лампы в релаксационной схеме при рабочей частоте 120 *гц*. Основная область применения неоновых ламп в тиристорной технике — устройства управления, которые должны быть прежде всего дешевыми, причем управляющий ток, необходимый для отпирания тиристоров $I_{у\ о}$ должен быть менее 10 *ма*

4-16. ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Для связи источника управляющих импульсов с управляющим электродом тиристора часто используются импульсные трансформаторы, которые позволяют потенциально изолировать эти цепи друг от друга.

Как правило, используются двух- или трехобмоточные трансформаторы с коэффициентом трансформации 1 : 1 или 1 : 1 : 1. Вторичная обмотка может быть включена либо непосредственно между управляющим электродом и катодом (рис. 4-37), либо через последовательное сопротивление, которое снижает удерживающий ток тиристора и в случае управления двумя тиристорами с помощью трехобмоточного трансформатора выравнивает их входные токи. Иногда последовательно включают диод для устранения отрицательного входного тока (особенно в случае колебательного характера первичного тока или при передаче через трансформатор однополярных импульсов). Такой диод также снижает удерживающий ток тиристора. В случае высокого уровня помех (наводок) может оказаться полезным нагрузить вторичную об-

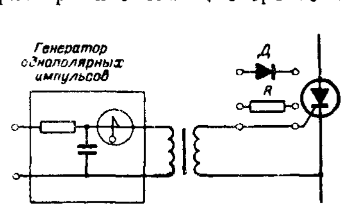


Рис. 4-37. Управление тиристором через разделительный трансформатор.

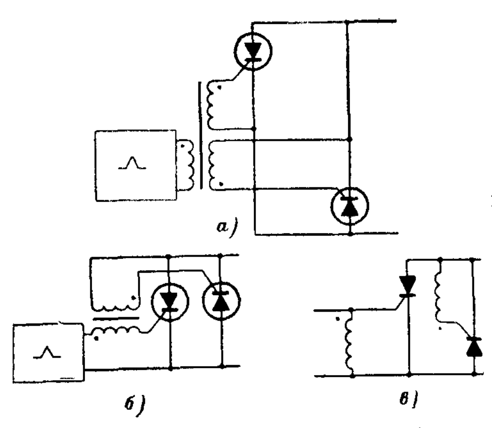


Рис. 4-38. Управление через трансформатор встречно-параллельными тиристорами.

мотку сопротивлением, чтобы предотвратить ложные отпирания тиристора.

На рис 4 38 показано несколько вариантов использования трансформаторов для управления встречно-параллельными тиристорами. Полная изоляция обеспечивается трехобмоточным трансформатором (рис. 4-38,*а*), однако можно использовать и двухобмоточный в режиме либо последовательного, либо параллельного включения первичной обмотки (рис 4-38,*б* и *в*). Во всяком случае, источник управляющих импульсов должен обеспечивать энергию, достаточную для отпирания обоих тиристоров, а импульсный трансформатор должен быть рассчитан на соответствующие выходной ток и напряжение с учетом любых дополнительных сопротивлений и возможных различий во входных сопротивлениях тиристоров.

Основным требованием к разделительному трансформатору является достаточно высокий к. п. д. Простейшее испытание состоит в сравнении импульсов на сопротивлении 20 *ом,* подключенном к генератору импульсов непосредственно и через трансформатор. Если импульсы одинаковы или различаются незначительно, трансформатор можно считать удовлетворительным Потери в трансформаторе следует компенсировать увеличением амплитуды импульса генератора

Следует учесть следующие факторы при выборе или проектировании трансформаторов:

а) индуктивность намагничивания первичной обмотки должна быть достаточно большой, чтобы намагничивающий ток был мал по сравнению с рабочим в течение времени импульса;

б) магнитная связь у двухобмоточных трансформаторов должна быть возможно лучшей, тогда как при одновременном управлении несколькими тиристорами с помощью многообмоточных трансформаторов величины индуктивностей рассеяния должны быть определенными для выравнивания входных токов тиристоров;

в) межобмоточная изоляция должна выдерживать не только нормальные напряжения, но и возможные перенапряжения;

г) межобмоточная емкость обычно несущественна, но иногда она может привести к нежелательным взаимным помехам.

4-17. ТРАНЗИСТОРНЫЙ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

Большинство рассмотренных выше полупроводниковых переключающих приборов обеспечивает время нарастания управляющих импульсов от 0,5 до 5 *мксек.* Если тиристор должен работать в условиях больших *di/dt*, то эти приборы оказываются недостаточно быстродействующими В этом случае мощные импульсы тока с очень коротким временем фронта могут быть получены от блокинг-генератора на специальном транзисторе, предназначенном для ключевого режима работы

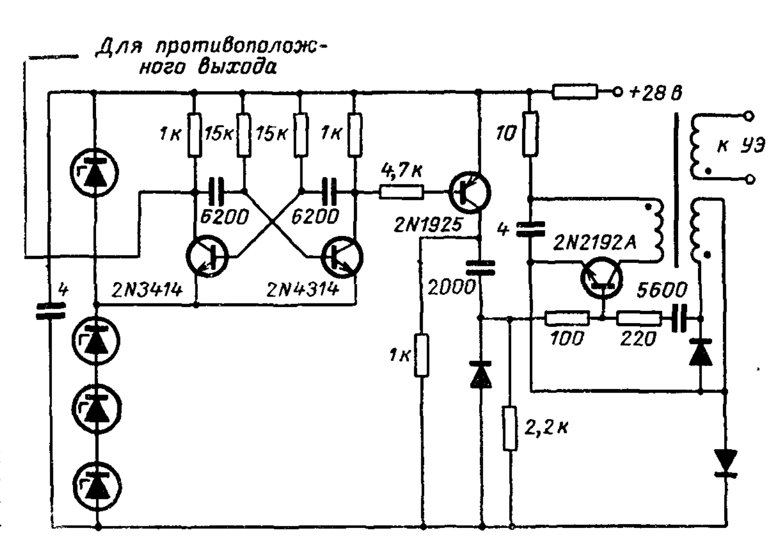


Рис. 4-39 Блокинг генератор на импульсном транзисторе, возбуждаемый от мультивибратора.

На рис 4-39 представлена схема блокинг-генератора, возбуждаемого мультивибратором, разработанная для формирования прямоугольных импульсов до 1 *а* с временем нарастания 0,2 и длительностью 3 *мксек* При управлении тиристорами в двухтактных схемах мультивибратор может быть использован для возбуждения второго блокинг-генератора, работающего со сдвигом на полпериода

4-18. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ТРИГГЕР

Для управления тиристорами может быть также использован транзисторный триггер Выходы триггера можно соединить с тиристорами непосредственно, как описано в § 8-9-2, либо через разделительный трансформатор, как показано на рис 4-40 Трансформатор должен быть спроектирован так, чтобы избежать его насыщения при наинизшей частоте переключения триггера и наибольшем напряжении питания. Схема рис. 4-40 обеспечивает выходное напряжение прямоугольной формы с амплитудой ±7 *в* в режиме холостого хода и максимальный ток нагрузки 800 *ма.* Триггер воз-

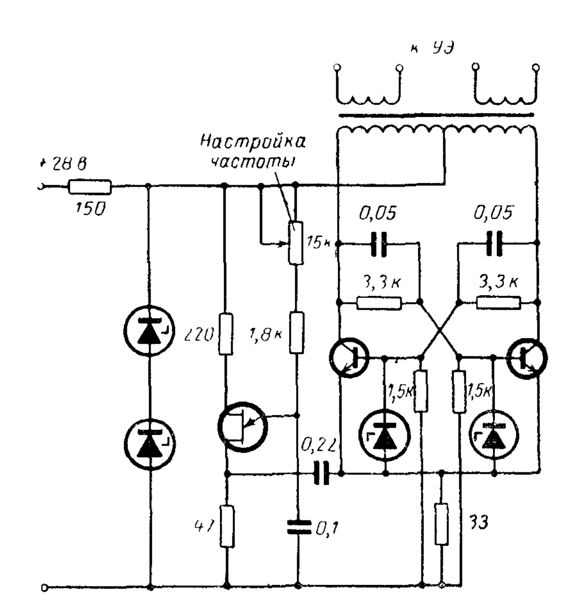


Рис. 4-40 Схема симметричного триггера, возбуждаемого от генератора на ОПТ. Выходная частота 400 *гц*

буждается релаксатором на ОПТ для повышения стабильности частоты, но может работать и от иных источников запускающих импульсов.

4-19. ТИРИСТОРЫ В КАЧЕСТВЕ УСИЛИТЕЛЕЙ ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ

Доступность маломощных тиристоров с высокой чувствительностью по управляющему электроду делает их удобными для получения импульсов управления с малым временем нарастания для управления мощными тиристорами На рис 4-41 представлена схема, где тиристор T_1 с током отпирания менее 200 *мка* отпирает мощный тиристор T_2 После отпирания T_2 шунтирует маломощный тиристор с последовательным сопротивлением R_2 и принимает полностью ток нагрузки Такая схема, помимо высокой чувствительности ко входным импульсам, позволяет работать при значительной индуктивности нагрузки, поскольку удерживающий ток тиристора T_1 много меньше, чем у мощного T_2. В этом случае открывшийся T_1 будет поддерживать управляющий ток тиристора T_2 до момента его отпирания Величина этого тока ограничивается сопротивлением R_2. Тиристор T_1 должен отвечать тем же требованиям по напряже-

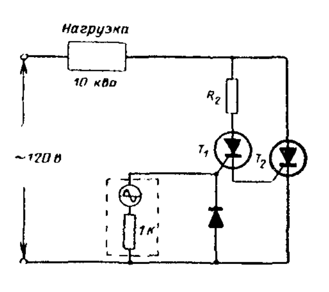


Рис. 4-41. Использование маломощного тиристора для управления силовым тиристором.

нию, что и T_2, а его анодный ток обычно имеет импульсный характер, и поэтому его среднее значение невелико.

В качестве управляющего можно также использовать маломощные фототиристоры, которые в сочетании с импульсным источником света позволяют легко решить проблему изоляции схемы управления от силовых тиристоров, находящихся на уровне высокого потенциала.

Раздел пятый

СПОСОБЫ ЗАПИРАНИЯ ТИРИСТОРОВ

5-1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАПИРАНИЯ ТИРИСТОРОВ

Если прямое напряжение к тиристору (здесь и далее в этом разделе имеются в виду однонаправленные тиристоры) приложено слишком быстро после того, как через него перестал протекать ток, то тиристор снова перейдет в состояние проводимости. Для надежного запирания требуется выждать некоторое время после прекращения прямого тока до повторного приложения прямого напряжения. В разд 1 рассмотрены физические причины, определяющие интервал, необходимый для восстановления тиристором запирающих свойств в прямом направлении (восстановление управляемости) О восстановлении управляемости двунаправленных тиристоров говорится в разд 7.

Чтобы определить время, требуемое для восстановления управляемости, ток и напряжение испытуемого тиристора должны иметь

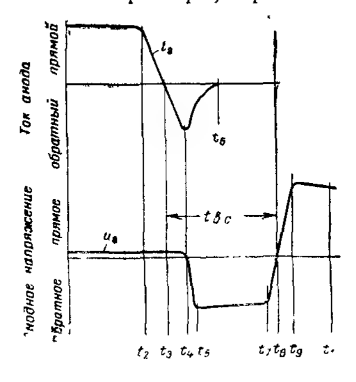


Рис 5-1. Кривые тока i_a и напряжения u_a при измерении времени восстановления управляемости.

форму, показанную на рис 5-1 Если уменьшать интервал между моментами t_3 и t_8, то будет найдено такое положение, когда тиристор не сможет запирать повторно приложенное напряжение

Этот минимальный интервал, необходимый для восстановления прямых запирающих свойств тиристора, называется временем восстановления Время восстановления является функцией нескольких параметров Оно возрастает

1) с увеличением температуры перехода,

2) с увеличением амплитуды прямого тока (на интервале t_1—t_2);

3) с увеличением скорости спада прямого тока (на интервале t_2—t_3),

4) с уменьшением максимального обратного тока (в момент t_4),

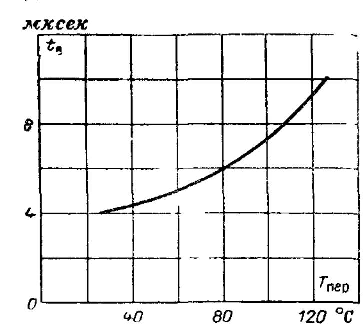


Рис 5 2 Зависимость времени восстановления управляемости от температуры перехода (для тиристоров типа С141)

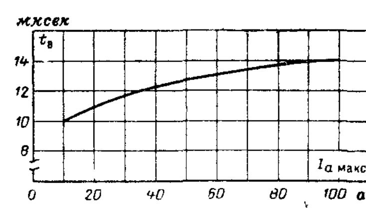


Рис 5 3 Зависимость наибольшего времени восстановления управляемости от амплитуды прямого тока (для тиристоров типа С141)

Условия опыта 1) прямоугольные импульсы тока с наименьшей длительностью 50 *мксек* и скоростью нарастания и спада не более 10 *а/мксек* 2) наибольшая температура корпуса +120° С, 3) частота от 50 до 400 *гц* 4) наибольшая du/dt=200 *в/мксек*

5) с уменьшением обратного напряжения (на интервале t_5—t_7),

6) с увеличением скорости нарастания прямого напряжения (на интервале t_8—t_9),

7) с увеличением амплитуды прямого запираемого напряжения (на интервале t_9—t_{10});

8) с увеличением внешнего сопротивления в цепи управляющего электрода,

9) с увеличением положительного напряжения на управляющем электроде

5-1-1. Время восстановления управляемости тиристора

Время восстановления управляемости, иначе время запирания, тиристора определяется как наименьший промежуток времени между моментом t_3 (рис 5 1), когда прямой ток спадает до нуля, и моментом t_8, когда тиристор способен запереть повторно приложенное прямое напряжение без отпирания, оно измеряется при определенных значениях тока, напряжения и температуры

На рис 5 2 показано изменение времени восстановления тиристора с изменением температуры перехода, а на рис 5 3 приведена зависимость этого времени от величины прямого тока

5-1-2. Время, предоставляемое схемой для восстановления

Время, которое предоставляется схемой для восстановления управляемости тиристора, $t_{в\,с}$ должно быть всегда больше, чем реальное время восстановления тиристора $t_в$ ($t_{в\,с}>t_в$), в противном случае тиристор будет отпираться

Время восстановления тиристоров общего применения обычно приводится в справочных данных как типовая величина, от которой могут иметь место значительные отклонения Для схем, где время восстановления является критичным параметром, необходимо использовать тиристоры с определенным наибольшим значением времени восстановления С этой целью фирма Дженерал Электрик выпускает ряд типов тиристоров с гарантированным наибольшим временем восстановления при сговоренных типовых условиях в отношении формы кривых тока и напряжения и величины температуры.

5-2. ВРЕМЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ УПРАВЛЯЕМОСТИ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

Время восстановления управляемости тиристора после протекания через него достаточно короткого импульса тока может служить для измерения температуры наиболее горячей точки перехода и для оценки стойкости тиристора к величине di/dt (о последнем факторе см § 3-7)

5-3. ОБРАТНЫЙ ТОК НА ЭТАПЕ ВОССТАНОВЛЕНИЯ И ВРЕМЯ ОБРАТНОГО ВОССТАНОВЛЕНИЯ

Время, в течение которого обратный ток восстановления протекает через тиристор (t_3—t_6 на рис 5 1), называется временем обратного восстановления Это время необходимо тиристору для того, чтобы восстановить запирающую способность в обратном направлении Его нельзя смешивать с временем восстановления управляемости, т е с временем, которое должно пройти до того, как тиристор сможет запереть повторно приложенное прямое напряжение Явление восстановления обратной запирающей способности присуще также обычным неуправляемым вентилям

Время обратного восстановления типичных тиристоров составляет несколько микросекунд Оно увеличивается с возрастанием прямого тока и с уменьшением скорости спада прямого тока

Обратный ток на этапе восстановления играет нежелательную, но важную роль при применении тиристоров в следующих случаях

1 В двухполупериодных и многофазных схемах выпрямления обратный ток восстановления вышедшего из работы вентиля протекает в прямом напряжении через вступающий в работу тиристор Это может повлечь чрезмерное увеличение анодного тока тиристора на этапе отпирания

2 В некоторых схемах инверторов, таких, как инвертора напряжения Мак-Муррея—Бедфорда (см разд 11), где один тиристор запирается при отпирании другого, обратный ток восстановления

первого тиристора приводит к высоким значениям анодного тока на этапе отпирания у второго

3. При последовательном соединении тиристоров распределение обратного напряжения может быть сильно нарушено вследствие разных времен восстановления обратной запирающей способности последовательно включенных вентилей (см. разд. 6).

Кроме того, следует учитывать, что обратный ток, который на этапе восстановления спадает с очень большой скоростью, может вызвать опасные перенапряжения и радиопомехи.

5-4. МЕТОДЫ ЗАПИРАНИЯ ТИРИСТОРОВ

При протекании прямого тока через тиристор управляющий электрод теряет управляющие свойства. Поэтому, чтобы прерывать прямой ток, нужно принимать специальные меры. Известны два основных способа запирания тиристора: прерывание анодного тока и принудительная коммутация.

5-4-1. Прерывание тока

Ток тиристора может быть прерван с помощью ключа одним из двух способов (рис. 5-4): путем размыкания цепи (рис. 5-4,*а*) или шунтирования тиристора (рис. 5-4,*б*) на время, достаточное для восстановления управляемости тиристора. Необходимо заметить, что действие ключа в подобных схемах вызывает высокие значения du/dt на зажимах тиристора.

5-4-2. Принудительная коммутация

Когда вышеописанные методы прерывания тока неосуществимы, следует применять принудительную коммутацию (forced commutation). Сущность принудительной коммутации состоит в том, чтобы путем подключения какого-либо источника энергии к тиристору обеспечить протекание через него обратного тока, превышающего прямой. Во многих случаях принудительная коммутация более предпочтительна, так как при этом время восстановления управляемости тиристора меньше.

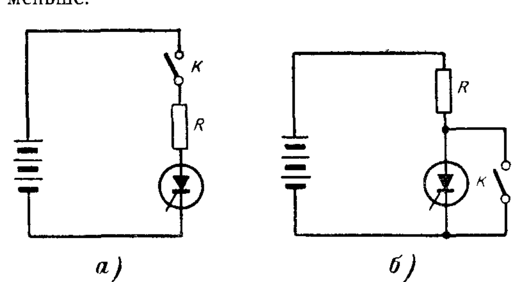


Рис. 5-4. Запирание тиристора путем прерывания анодного тока.

5-5. КЛАССИФИКАЦИЯ СПОСОБОВ ПРИНУДИТЕЛЬНОЙ КОММУТАЦИИ

Имеется шесть различных способов принудительной коммутации, соответственно которым все схемы принудительной коммутации можно разделить на шесть классов.

Класс A — «самокоммутация» тиристора за счет резонансного характера нагрузки в его цепи.

Класс B — «самокоммутация» тиристора с помощью вспомогательного *LC*-контура.

Класс C — коммутация с помощью конденсатора или *LC*-контура, подключаемого другим силовым тиристором.

Класс D — коммутация с помощью конденсатора или *LC*-контура, подключаемого вспомогательным тиристором.

Класс E — коммутация с помощью импульсов тока от внешнего источника

Класс F — коммутация сетью переменного напряжения [1].

Ниже приведены примеры схем, которые соответствуют указанным способам коммутации (см. также табл. 5-1, стр. 139). В качестве примеров взяты простейшие схемы прерывателей постоянного тока (см. разд. 11), хотя на практике эти способы коммутации используются и в других схемах (см. список литературы к разд. 11).

5-5-1. Класс A — самокоммутация за счет резонансного характера нагрузки в цепи тиристора

После отпирания тиристора анодный ток заряжает конденсатор *C* с полярностью, указанной на рис. 5-5. Затем ток в колебательном контуре должен изменить направление, чем и достигается запирание тиристора.

Обязательным условием для коммутации является слабое затухание контура *LCR*.

5-5-2. Класс B — самокоммутация с помощью вспомогательного *LC*-контура

Пример 1 (рис. 5-6). До момента подачи входного импульса конденсатор *C* заряжается с полярностью, указанной на рисунке. После отпирания тиристора через него протекают два контурных тока:

1. Ток нагрузки I_R, протекающий через нагрузку *R*.

2. Ток перезаряда емкости, протекающий через резонансную цепь *LC* и перезаряжающий конденсатор с обратной полярностью. На втором полупериоде свободных колебаний контура *LC* этот ток

[1] В отечественной и зарубежной литературе такую коммутацию под действием переменного напряжения питающей сети считают «естественной» и этот способ коммутации к принудительной не относят, понимая под последней коммутацию под действием энергии отдельного источника (в том числе предварительно заряженного конденсатора) или энергии, накапливаемой в элементах колебательного контура, содержащего нагрузку; принудительную коммутацию иногда также называют «искусственной». (Прим. редакторов перевода.)

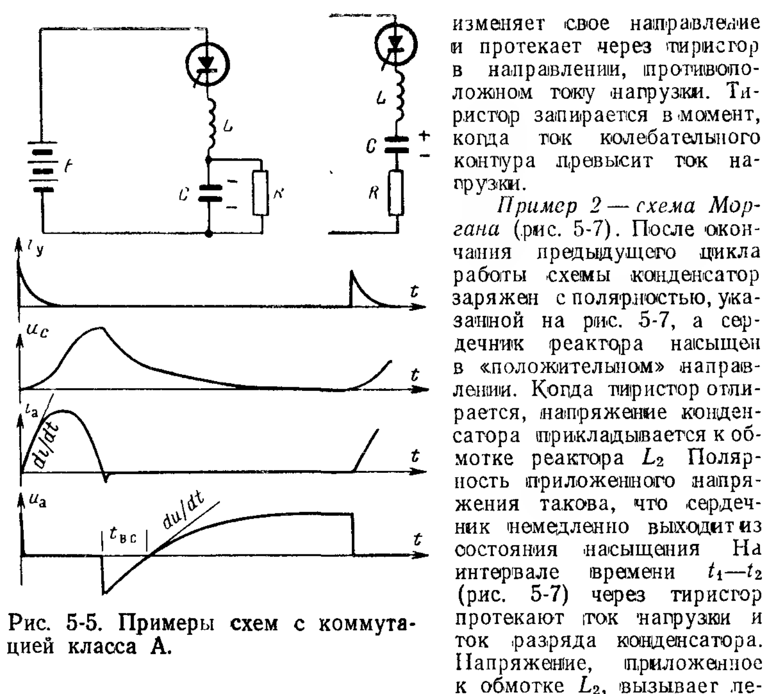


Рис. 5-5. **Примеры схем с коммутацией класса А.**

изменяет свое направление и протекает через тиристор в направлении, противоположном току нагрузки. Тиристор запирается в момент, когда ток колебательного контура превысит ток нагрузки.

Пример 2 — схема Моргана (рис. 5-7). После окончания предыдущего цикла работы схемы конденсатор заряжен с полярностью, указанной на рис. 5-7, а сердечник реактора насыщен в «положительном» направлении. Когда тиристор отпирается, напряжение конденсатора прикладывается к обмотке реактора L_2. Полярность приложенного напряжения такова, что сердечник немедленно выходит из состояния насыщения. На интервале времени t_1—t_2 (рис. 5-7) через тиристор протекают ток нагрузки и ток разряда конденсатора. Напряжение, приложенное к обмотке L_2, вызывает перемагничивание сердечника, и по истечении определенного времени сердечник достигает состояния «отрицательного» насыщения. Индуктивность L_2 резко уменьшается, и происходит быстрый колебательный процесс перезаряда конденсатора (интервал t_2—t_3). После того как

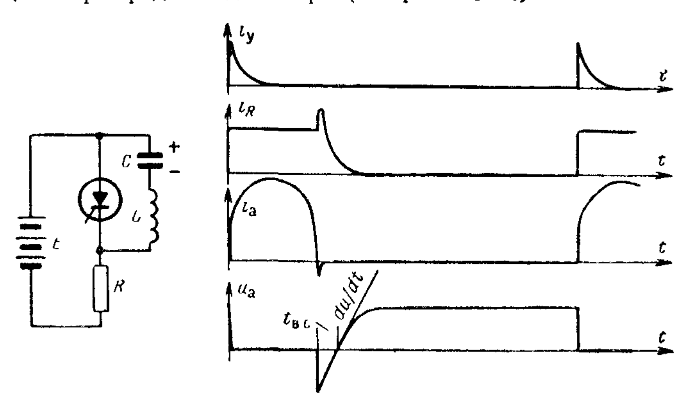


Рис. 5-6. Схема с коммутацией класса В.

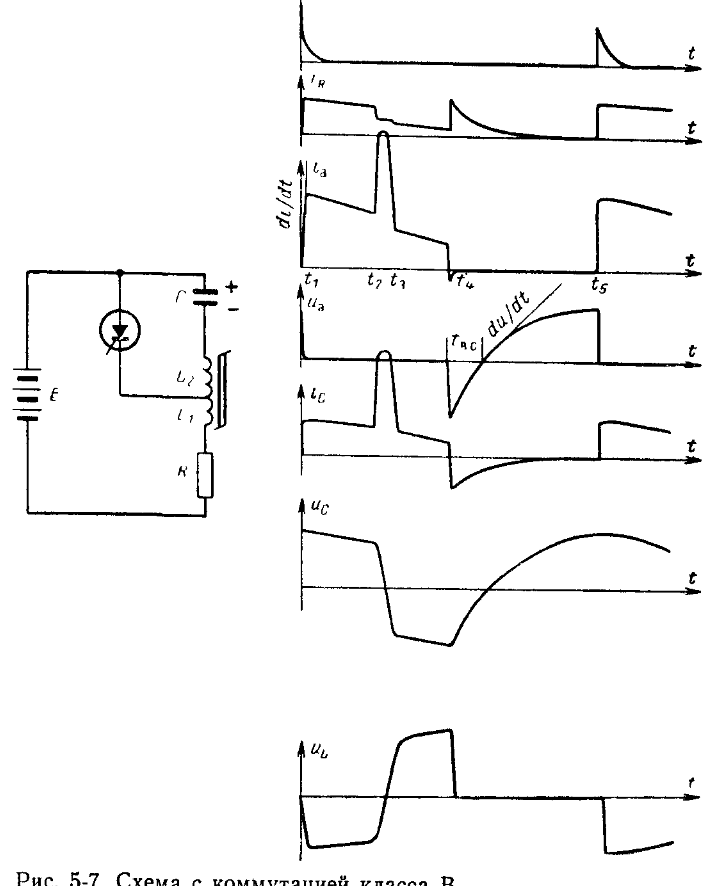


Рис. 5-7. Схема с коммутацией класса В.

ток перезаряда достигнет амплитудного значения, он начинает уменьшаться, и полярность напряжения на обмотке L_2 изменяется. В момент t_3 сердечник вновь становится ненасыщенным, его индуктивность резко возрастает, и дальнейший заряд конденсатора протекает медленнее (интервал времени t_3—t_4). В течение времени перемагничивания напряжение на зажимах реактора сохраняется примерно неизменным, а затем в момент t_4 происходит насыщение сердечника в «положительном» направлении. Теперь конденсатор с полярностью, обратной показанной на рис. 5-7, подключен непосредственно к тиристору через насыщенную индуктивность L_2. Если обратный ток через тиристор превысит ток нагрузки, тиристор за-

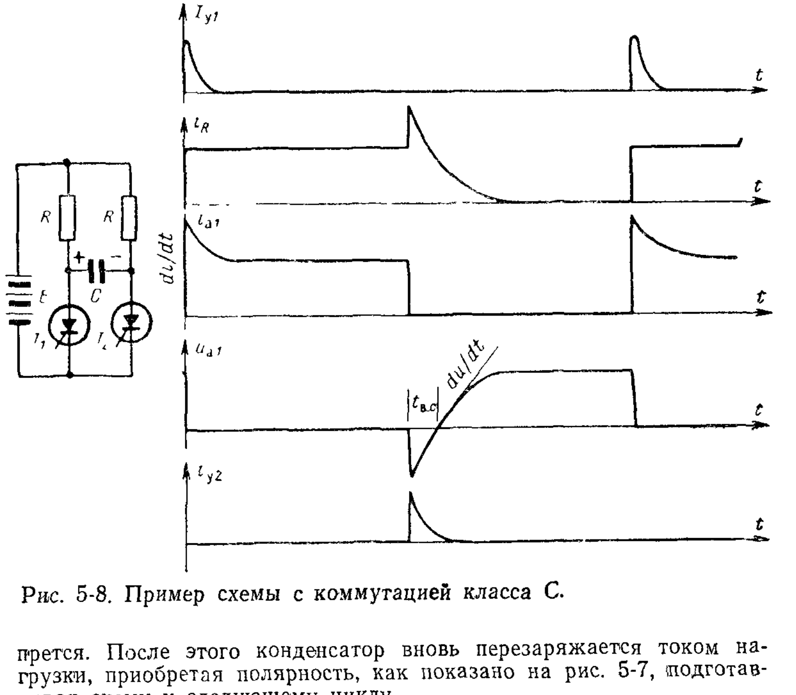


Рис. 5-8. Пример схемы с коммутацией класса C.

пирается. После этого конденсатор вновь перезаряжается током нагрузки, приобретая полярность, как показано на рис. 5-7, подготавливая схему к следующему циклу.

На практике можно выбрать индуктивность L_2 таким образом, чтобы состояние «отрицательного» насыщения сердечника не достигалось. В этом случае всплеск анодного тока на интервале t_2—t_3 отсутствует.

5-5-3. Класс C — коммутация с помощью конденсатора или LC-контура, подключаемого другим силовым тиристором (рис. 5-8)

Предположим, что тиристор T_2 проводит. Тогда конденсатор C заряжается с полярностью, указанной на рисунке. Когда тиристор T_1 отпирается, конденсатор оказывается подключенным к тиристору T_2, и ток разряда конденсатора течет в направлении, противоположном прямому току через T_2, запирая его.

5-5-4. Класс D — коммутация с помощью конденсатора или LC-контура, подключаемого вспомогательным тиристором

Пример 1. Схема, изображенная на рис 5-8 (класс C), может быть преобразована в схему класса D, если полезная нагрузка будет включена последовательно только с одним тиристором, а другой будет действовать как вспомогательный и служить для запирания первого. Вспомогательный тиристор должен иметь сопротивление в анодной цепи, приблизительно в 10 раз большее сопротивления нагрузки.

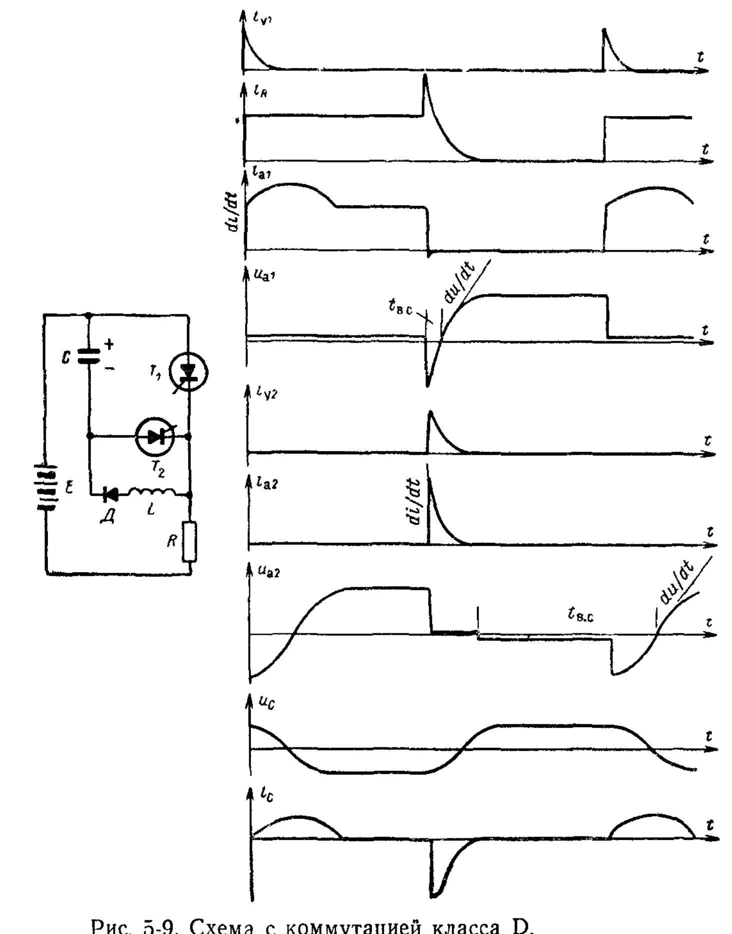


Рис. 5-9. Схема с коммутацией класса D.

Пример 2 (рис. 5-9). Тиристор T_2 должен отпираться первым, для того чтобы зарядить конденсатор C с полярностью, указанной на рисунке. Как только конденсатор будет заряжен, тиристор T_2 запрется, так как его прямой ток станет меньше удерживающего тока. Когда отпирается тиристор T_1, возникают два контура: контур тока нагрузки (через R) и контур перезаряда конденсатора, при-

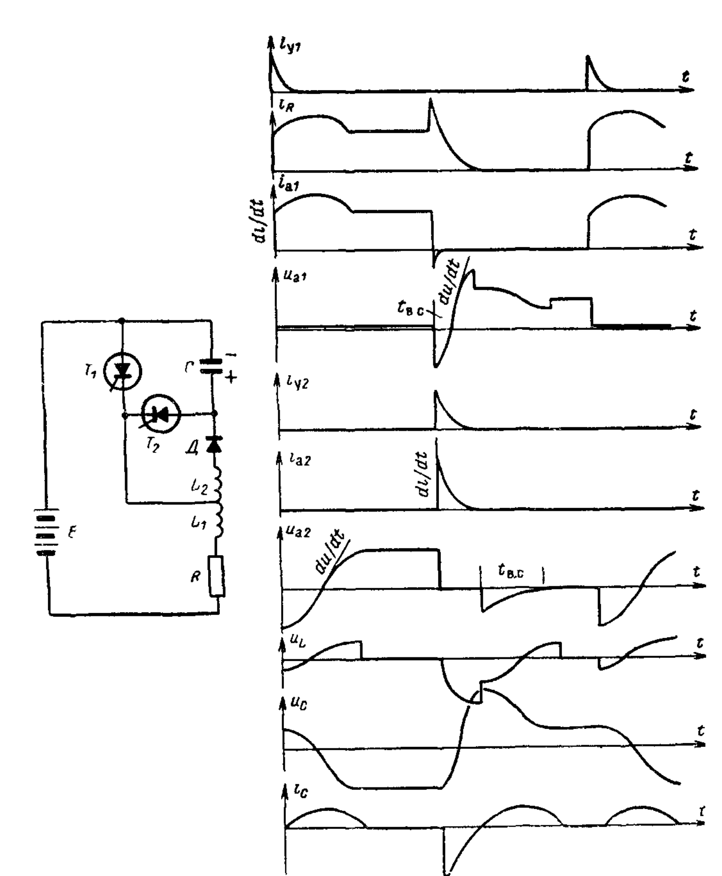


Рис. 5-10. Схема с коммутацией класса D

чем коммутирующий ток течет через $C—T_1—L—D$. Когда конденсатор C перезаряжается, диод $Д$ препятствует его разряду до момента отпирания T_2. Затем в нужный момент времени тиристор T_2 может быть отперт, это приведет к разряду C через тиристор T_1 в обратном направлении и запиранию T_1.

Пример 3. Схема Джонса (рис. 5-10). Характерной особенностью этой схемы является надежная коммутация тиристора, начиная с первых периодов работы. Если конденсатор C был разряжен, то при отпирании тиристора T_1 напряжение, индуктируемое в обмотке L_2, магнитно связанной с L_1, заряжает C с полярностью, указанной на рис. 5-10. Сразу же после отпирания T_2 тиристор T_1 запирается. Затем C заряжается с противоположной полярностью. При следующем отпирании T_1 конденсатор C разряжается через T_1 и L_2, и полярность напряжения на нем вновь изменяется на обратную, подготавливая схему к следующему циклу коммутации. Напряжение, до которого C заряжается с полярностью, показанной на рис. 5-10, зависит от напряжения, индуктированного током нагрузки, протекающим через L_1, и напряжения противоположной полярности, до которого перезаряжается конденсатор во время проводящего состояния T_2.

С увеличением нагрузки индуктированное напряжение возрастает, увеличивая время, предоставляемое для восстановления управляемости T_1. Лучшие коммутационные способности этой схемы по сравнению со схемой рис. 5-9 достигаются ценой более высоких напряжений тиристоров. Более подробно эта схема рассматривается в разд. 11.

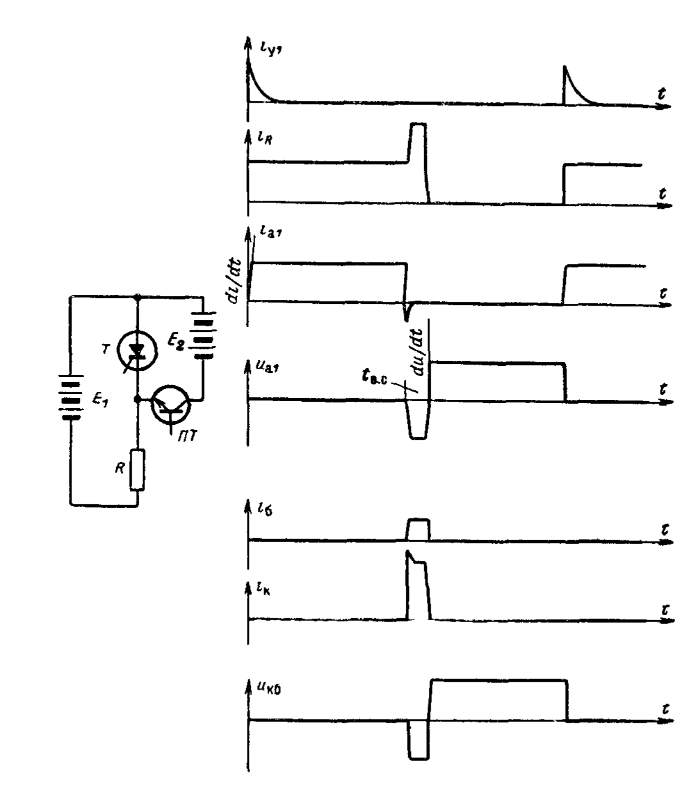


Рис. 5-11. Схема с коммутацией класса E

5-5-5. Класс Е — коммутация с помощью импульсов тока от внешнего источника

Пример 1 (рис. 5-11). Когда тиристор *T* отпирается, ток течет через нагрузку *R*. Чтобы запереть тиристор, на базу транзистора *ПТ* подается отпирающий импульс. В результате вспомогательный источник E_2 подключается к тиристору и запирает его. Транзистор должен находиться в открытом состоянии в течение времени восстановления управляемости тиристора.

Пример 2 (рис. 5-12). Для того чтобы трансформатор *Тр* не насыщался, при его расчете выбирается достаточно низкое значение индукции, а в сердечнике предусматривается воздушный зазор. Вторичная обмотка *Тр* может пропускать ток нагрузки при малом падении напряжения по сравнению с величиной питающего напряжения *E*.

Когда отпирается тиристор, ток течет через нагрузку. Для запирания тиристора к его катоду через трансформатор прикладывается положительный импульс от внешнего импульсного генератора *ИГ*. Конденсатор *C* выбран так, что он в течение действия запирающего импульса заряжается только до незначительного напряжения порядка 1 *в*, т. е. можно считать, что он шунтирует нагрузку и источник питания. Таким образом, импульс от трансформатора

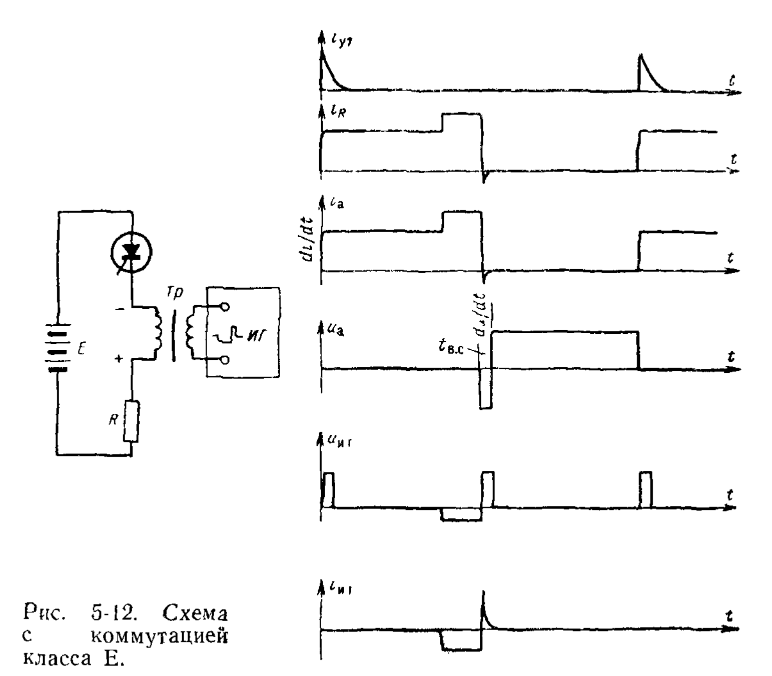


Рис. 5-12. Схема с коммутацией класса Е.

изменяет напряжение на тиристоре на обратное и поддерживает это напряжение в течение времени, достаточного для восстановления тиристора.

Пример 3 (рис. 5-13). При отпирании тиристора импульсный трансформатор насыщается и оказывает малое сопротивление для нагрузочного тока. Когда наступает время для запирания тиристора, прежде всего необходимо вывести импульсный трансформатор из состояния насыщения. Это осуществляется посредством импульса указанной на рис. 5-13 полярности. Этот импульс мгновенно увеличивает напряжение на нагрузке. Когда импульсный трансформатор выведен из насыщения, вводится импульс обратной полярности, который изменяет напряжение на зажимах тиристора на обратное и запирает его. Импульс выдерживается в течение времени, требующегося для восстановления тиристора.

Пример 4 (рис. 5-14). Эта схема, как и вышерассмотренные схемы класса D, содержит вспомогательный тиристор, но в ней через нагрузку не протекает импульс тока перезаряда конденсатора. Предположим, что конденсатор *C* заряжен с полярностью, указанной на рисунке, до напряжения, несколько большего, чем *E*. Когда тиристор T_1 отпирается, ток нагрузки течет через *R* и L_2. Тиристор T_2 входит в состав колебательного контура, образованного *C* и L_2. Когда отпирается T_2, напряжение, приложенное к L_2, оказывается больше, чем питающее напряжение *E*. Поэтому к тиристору T_1 прикладывается обратное напряжение, и он запирается. По окончании импульса тока перезаряда конденсатора *C* через L_2 тиристор T_2 запирается; теперь кон-

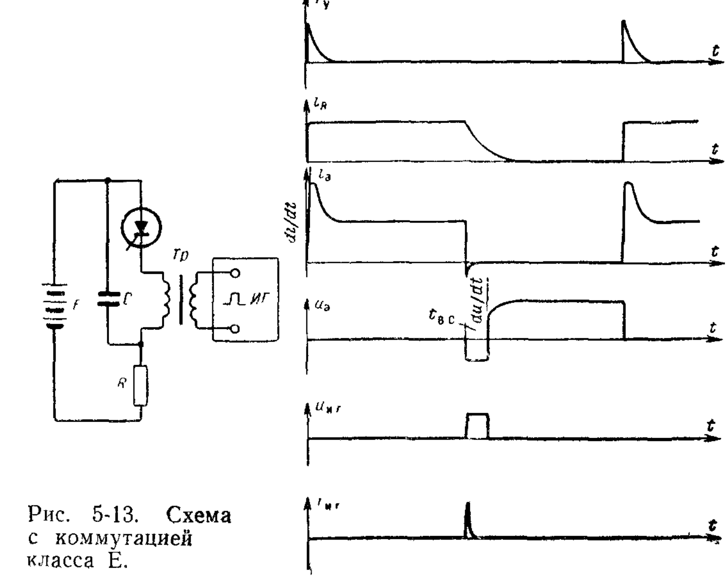


Рис. 5-13. Схема с коммутацией класса Е.

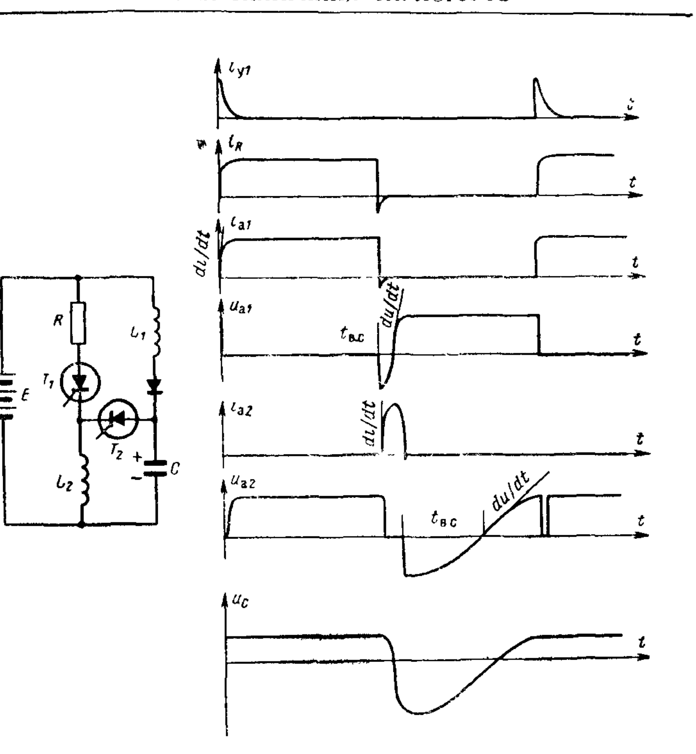


Рис. 5-14. Схема с коммутацией класса Е.

денсатор C заряжен с противоположной полярностью. Зарядная индуктивность L_1 значительно больше L_2, и конденсатор C относительно медленно снова перезаряжается через L_1 и $Д$ до напряжения, большего, чем питающее напряжение E.

5-5-6. Класс F — коммутация сетью переменного напряжения

Если схема рис. 5-15 питается переменным напряжением, то ток может протекать в течение положительного полупериода. В начале отрицательного полупериода тиристор будет запираться вследствие приложения к нему отрицательной полуволны напряжения. Продолжительность обратного полупериода должна быть больше, чем время восстановления управляемости тиристора.

Таблица 5-4

Динамические характеристики схем, приведенных на рис. 5-5 — 5-15

Класс	A	B	B	C	D	D	E	E	E	E	F
Схема	Рис. 5-5	Рис 5-6	Рис. 5-7	Рис. 5-8	Рис. 5-9	Рис. 5-10	Рис. 5-11	Рис. 5-12	Рис. 5-13	Рис. 5-14	Рис. 5-15
Заряд одного импульса тока T_1, *а·мксек* (примечание 1)	$\frac{4E\sqrt{LC_s}}{\pi R_s}$	$E\sqrt{LC}\times\left(\frac{\pi}{R}+\frac{4}{\pi R_c}\right)$	*	$\frac{Et}{R}+2EC$	$\frac{Et}{R}+2EC$	$\sim\frac{Et}{R}+2EC$	$\sim\frac{Et}{R}$	$\frac{Et}{R}+EC$	$\sim\frac{E}{R}$	$\frac{Et}{R}-\frac{EL}{R^2}$	$\frac{E\cdot 10^6}{R\pi f}$
Скорость нарастания анодного тока T_1, *а/мксек*	$\frac{2E}{\pi R_s}\frac{1}{\sqrt{LC_s}}$	$\frac{E}{L}+\frac{E}{L_R}$	$\sim\frac{E}{L_1}$	$\frac{E}{\text{Паразитн } L}$	$\frac{E}{L}+\frac{E}{L_R}$	$\sim\frac{E}{L_1}$	$\frac{E}{L_R}$	$\frac{E}{L_{\text{трансф}}}$	$\frac{E}{L_{\text{трансф}}}$	$\frac{E}{L_2}$	$\frac{2\pi f E\cdot 10^6}{R}$
Амплитуда напряжения на T_1, *в*	$\frac{4E}{\pi}\sqrt{Q^2+1}$	E	$>E$	E	E	$>E$	E	E	$E+e_1$	—	E
Максимальное du/dt на T_1, *в мксек*	$\frac{4E}{\pi}\times\sqrt{\frac{Q^2+1}{LC_s}}$	$\frac{1,2E}{CR}$	$>\frac{1,2E}{CR}$	$\frac{1,2E}{CR}$	$\frac{1,2E}{CR}$	$>\frac{1,2E}{CR}$	$\sim E$	$\frac{1,2E}{CR}$	E	—	
Минимальное $t_{в.с}$ для T_1, *мксек*	$\sqrt{LC_s}\times\operatorname{arctg} Q$	$0,7CR$	$>0,7CR$	$0,7CR$	$0,7CR$	$>0,7CR$	Ширина импульса на базе ПТ	Ширина внешнего импульса	Ширина внешнего импульса	$\frac{\pi}{2}\sqrt{L_2C}$	$\frac{10^6}{2f}$

Примечания. 1. Для получения среднего тока рабочего тиристора умножить заряд одного импульса на частоту импульсов и на 10^{-6}.

2. Соотношения справедливы только для активной нагрузки.

Обозначено: t — интервал между моментами отпирания и запирания тиристора T_1; L_R — паразитная индуктивность активной нагрузки, R_C — действующее сопротивление контура LC;

$$Q_1=\frac{1}{R_s}\sqrt{\frac{L}{C_s}}\,Q\geqslant 2.$$

Единицы: C — *мкф*; t — *мксек*; f — *гц*; L — *мкгн*; R — *ом*.

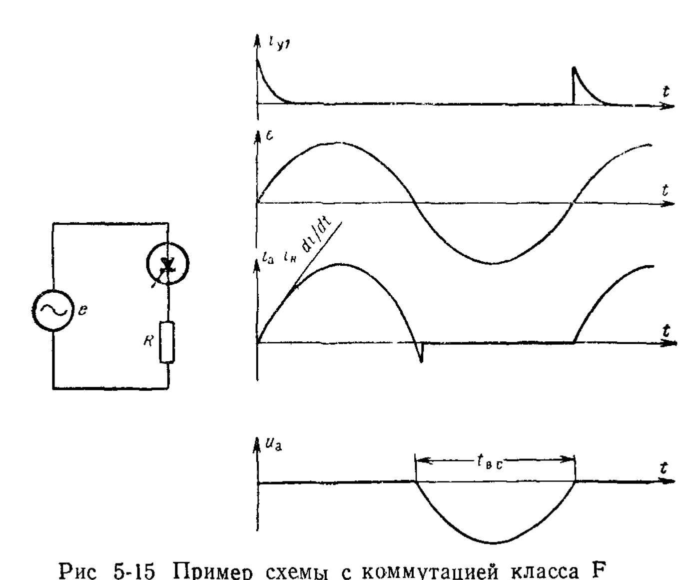


Рис 5-15 Пример схемы с коммутацией класса F

5-6. КОНДЕНСАТОРЫ ДЛЯ КОММУТИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

Конденсаторы, используемые в различных устройствах принудительной коммутации, должны удовлетворять ряду специальных технических требовании Желательно, чтобы коммутирующие конденсаторы обладали следующими свойствами

1 Срок службы конденсатора при рабочей окружающей температуре должен быть достаточно большим и сравнимым со сроком службы тиристоров

2 Потери в конденсаторах должны быть низкими по двум причинам

а) чтобы избежать высокой внутренней температуры, которая уменьшает срок службы конденсатора,

б) чтобы сохранить высокий к п д всего устройства, обеспечиваемый применением тиристоров

3 Должна быть известна эквивалентная последовательная индуктивность Во многих схемах индуктивность, соединенная последовательно с коммутирующим конденсатором, играет важную роль, поскольку она определяет начальную скорость нарастания анодного тока через тиристор

При заказе коммутирующих конденсаторов должны быть указаны следующие данные

1 Необходимая емкость и допуск на ее разброс

2 Максимальное и действующее значения напряжения

3 Пиковый ток и действующее значение тока

4 Относительная длительность рабочего цикла и форма кривой напряжения

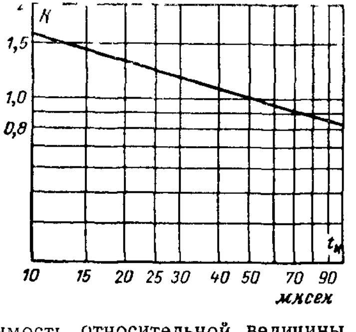


Рис 5 16 Зависимость относительной величины допустимого тока через конденсатор от длительности импульсов (см примечание 1 к табл. 5-2).

$I_{действ} = I_м \sqrt{t_1/T}$ — для синусоидальных импульсов;

$I_{действ} = I_м \sqrt{2t_1/T}$ — для прямоугольных импульсов.

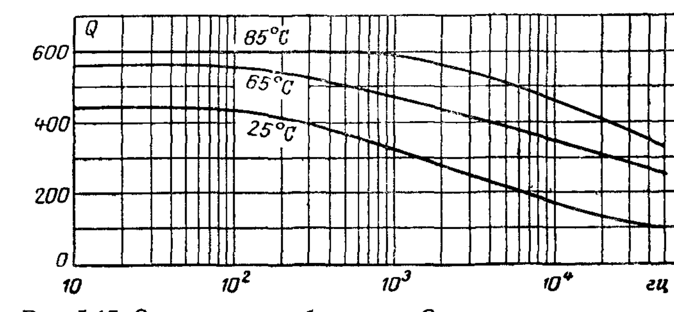


Рис 5 17 Зависимость добротности Q от частоты для конденсаторов с диэлектриком из маслопропитанной бумаги (см примечание 2 к табл 5-2)

5 Минимальная добротность и допустимая собственная индуктивность

6 Окружающая температура (максимальная и минимальная)

7 Желаемый срок службы (или общее количество циклов)

8 Габариты конденсатора

9 Требования в отношении способа монтажа

10 Особые атмосферные условия (пыль, пары кислот влажность, коррозия и т д)

11 Другие особые требования (высота над уровнем моря, удары, вибрация и т д)

12 Имеющиеся в наличии виды охлаждения (вентиляторы, радиаторы и др)

В табл 5 2 приведены основные данные конденсаторов фирмы Дженерал Электрик

Таблица 5-2

Основные данные конденсаторов фирмы Дженерал Электрик

Действующее значение переменного напряжения, *в*	Постоянное напряжение, *в*	Емкость, *мкф*, ±10%	Диэлектрик	Размеры корпуса, *мм*			Наибольшее действующее значение тока (*а*) при температуре[1] окружающей среды			
							80° C	70° C	60° C	50° C
							корпуса конденсатора			
				Ширина	Глубина	Высота	87° C	83° C	80° C	77° C
500	—	8+8+8	Бумага с масляной пропиткой[2]	203	102	152	30	66	90	120
165	200	3		55	33	59	7,0	10,0	12,3	14,2
165	200	5		55	33	78	9,8	14,2	17,4	19,9
165	200	10		95	32	108	22,0	31,6	39,5	42,9
165	200	20		95	57	114	38,0	43,0	43,1	43,4
200	250	2		55	33	59	5,7	7,9	9,8	11,7
330	600	2		55	33	59	6,3	8,8	11,0	12,6
330	600	3		55	33	97	8,5	12,3	14,8	17,4
330	600	5		95	32	108	15,8	22,1	28,4	31,6
330	600	10		95	57	114	25,3	37,9	42,9	43,0
330	600	20		95	81	140	43,0	43,0	43,0	43,0
400	800	1		55	33	59	4,1	5,7	6,9	8,2
700	2 000	1		55	33	112	5,3	7,2	9,1	10,7
700	200	2		95	32	120	10,7	15,2	18,3	21,2
700	2 000	3		95	57	114	14,5	20,5	25,3	28,4
700	2 000	5		95	81	130	22,1	30,6	36,3	42,6
700	2 000	10		116	95	152	36,3	43,0	43,0	43,0
330	600	20	Полиэтилен[3]	93	50	133	43	43	43	43
700	2 000	10		68	40	98	22,5	29	36	43
							Наибольшие *ва* при указанной температуре[4]			
115	—	25	Металлизированная бумага	68	40	54	33	125	230	350
115	—	50		68	40	73	42	160	290	430
115	—	100		93	50	80	65	245	440	670
115	—	125		93	50	98	76	285	520	782

[1] Длительность импульсов тока $t_и$=50 *мксек*; для других длительностей $I_{действ} = kI_{действ\,(50\,мксек)}$, где k берется по графику рис. 5-16.

[2] Зависимость добротности Q конденсаторов этого типа от частоты приведена на рис. 5-17. Срок службы конденсаторов этого типа при 95% достоверности составляет 40 000 *ч*.

[3] Тангенс угла потерь для полиэтилена обычно в 10 раз меньше, чем для бумаги.

[4] Амплитуда тока для конденсаторов этого типа не должна превышать 10 *а/мкф* независимо от длительности импульсов.

Раздел шестой

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ И ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ТИРИСТОРОВ

6-1. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ РАБОТА ТИРИСТОРОВ

За время, прошедшее с момента появления первых однонаправленых тиристоров в 1957 г., их параметры существенно улучшились. В настоящее время расчетное напряжение некоторых серийно выпускаемых тиристоров существенно превышает 1 000 *в*.

Однако во многих применениях даже такие типы тиристоров не отвечают созременным требованиям. Кроме того, некоторые специальные типы, например инверторные тиристоры с малым временем восстановления, имеют более низкие предельные параметры по напряжению. Это сделано намеренно для улучшения их динамических свойств. Для работы при напряжениях, которые превышают запираемое напряжение одного тиристора, возможно их последовательное соединение с выполнением некоторых мер предосторожности. Наиболее существенным требованием применительно к однонаправленным тиристорам является равенство как обратных, так и прямых напряжений на каждом из соединенных последовательно вентилей.

Вопросы, связанные с последовательным соединением двунаправленных тиристоров, разработаны пока относительно слабо. Однако общие положения, выработанные для однонаправленных тиристоров, применимы и к тиристорам с двусторонней проводимостью, которые первоначально разрабатывались и применялись для сравнительно легких промышленных устройств, где важнейшим фактором является стоимость. С развитием тиристорных устройств и по мере их применения для высоких питающих напряжений и в сильноточных установках выяснилось, что в этих условиях целесообразнее применять встречно-параллельное соединение однонаправленных тиристоров, обладающих более высокими допустимыми напряжениями и токами и лучшими динамическими параметрами, чем включать последовательно или параллельно менее мощные тиристоры с двусторонней проводимостью.

6-1-1. Общие соображения

На рис. 6-1 показаны вольт-амперные характеристики двух случайно выбранных тиристоров. Если включить их последовательно, можно было бы на первый взгляд ожидать, что они будут допускать прямое запираемое напряжение по крайней мере $2U_2$, где U_2 — напряжение, немного меньшее, чем $U_{отп2}$. Однако без специальных мер по выравниванию между ними напряжений допустимым пределом будет всего лишь величина, примерно равная U_1+U_2, которая ограничивается напряжением отпирания второго тиристора $U_{отп2}$.

На рис. 6-2 схематически показаны шесть рабочих режимов, которые могут иметь место при случайном выборе последовательно соединенных тиристоров. Нетрудно видеть, что эквивалентные сопротивления отдельных приборов непрерывно изменяются с переходом такой цепочки тиристоров от режима к режиму.

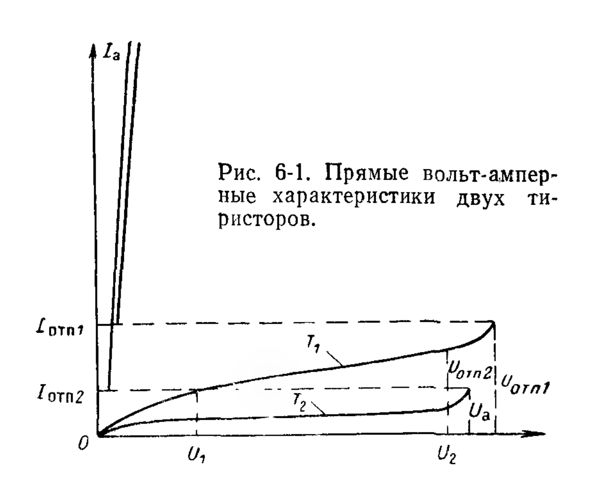


Рис. 6-1. Прямые вольт-амперные характеристики двух тиристоров.

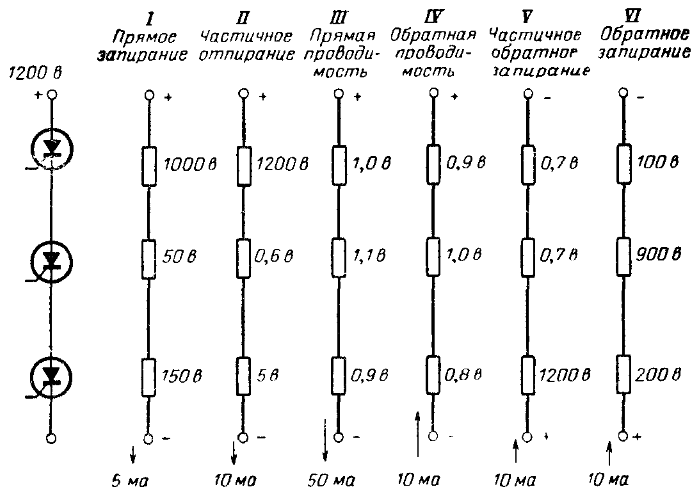


Рис. 6-2. Возможные режимы в цепочке из трех последовательно соединенных тиристоров.

В режимах запирания прямого и обратного напряжений (*I* и *VI* на рис. 6-2) различие в приложенных к тиристорам напряжениях связано с неодинаковыми наклонами тех участков их характеристик, которые соответствуют запертому состоянию. Такой режим может оказаться опасным для тиристора с малым прямым или обратным током утечки так как напряжение на этом тиристоре может пре-

высить предельно допустимое значение. Для выравнивания напряжений применяют резисторы, включаемые параллельно каждому тиристору. При проводящем состоянии всей цепочки (режимы *III* и *IV*) каких-либо особых проблем по выравниванию напряжений не возникает.

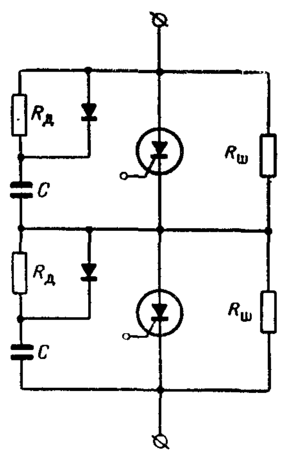


Рис. 6-3. Выравнивающие цепочки при последовательном соединении.

Режимы *II* и *V* также являются нежелательными, так как в каждом из них по крайней мере на одном из последовательно соединенных тиристоров возможно появление опасных перенапряжений. Поскольку такие переходные режимы неизбежны, необходимо использование каких-либо мер по выравниванию напряжений как при переключении из прямого запертого в проводящее состояние, так и при переходе из проводящего в состояние обратного запирания. В режиме *II* напряжения можно частично уравнивать путем отпирания тиристоров строго одновременно. Отпирание последовательно соединенных тиристоров рассматривается ниже (см. § 6-1-4). Режим *V* объясняется тем, что случайно выбранные тиристоры имеют различные скорости восстановления обратной запирающей способности. В результате более быстрого восстановления обратного запирания одного из тиристоров обратное напряжение в этом режиме полностью приложено к нему. Для выравнивания напряжений на этом интервале параллельно каждому из тиристоров должен включаться конденсатор. Если сопротивления конденсаторов в течение интервала восстановления можно считать малыми по сравнению с сопротивлением тиристоров, то нарастание обратного напряжения на наиболее «быстром» тиристоре задерживается вследствие зарядки конденсаторов до восстановления наиболее «медленного» из тиристоров. Параллельные конденсаторы, кроме того, выравнивают напряжение на тиристорах в процессе их отпирания, ограничивая, таким образом, возможные неприятные последствия в режиме *II*. Подводя итоги, можно сказать, что режимы *III* и *IV* не нуждаются в мерах по выравниванию напряжения. Выравнивание напряжений в режимах *I* и *VI* обеспечивается параллельными резисторами. Наконец, в переходных режимах *II* и *V* выравнивание напряжений достигается параллельными конденсаторами. Одновременное отпирание тиристоров уменьшает, если не полностью устраняет, неравенство напряжений в режиме *II*.

Параллельные конденсаторы, эффективно выравнивая напряжения на тиристорах в переходных режимах, вместе с тем увеличивают токи через тиристоры на интервале отпирания. Эти токи можно ограничить демпфирующими резисторами, включенными последовательно с конденсаторами. Величина сопротивления выбирается возможно меньшей, чтобы не снижать эффективность действия конденсаторов в отношении выравнивания напряжений. Кроме того,

при небольшой величине этих сопротивлений предотвращается появление чрезмерных напряжений на тиристоре с наименьшим временем обратного восстановления вследствие протекания по его демпфирующему резистору обратных токов остальных тиристоров.

Описанная выше схема изображена на рис. 6-3. Диоды, включенные параллельно демпфирующим резисторам $R_д$, повышают эффективность действия конденсаторов с точки зрения ограничения скорости нарастания прямого напряжения, которое может вызвать ложное отпирание тиристоров. Эти диоды должны обладать возможно меньшим временем восстановления запирающей способности, чтобы ток в момент отпирания тиристоров ограничивался сопротивлениями.

6-1-2. Расчет выравнивающих цепочек

Выбор шунтирующих резисторов

Для любой группы случайно выбранных тиристоров известен диапазон прямого и обратного токов утечки при заданных условиях работы. Обозначим разность этих токов

$$I_{ут.макс} - I_{ут.мин} = \Delta I_{ут}. \qquad (6\text{-}1)$$

Очевидно, что при последовательном соединении приборы с меньшим током берут на себя большую долю напряжения и что наибольшее неравенство напряжений имеет место в том случае, если один тиристор в последовательной ветви имеет наименьший ток утечки $I_{ут.мин}$, тогда как все остальные наибольший $I_{ут\ макс}$. Именно такой случай показан на рис. 6-4.

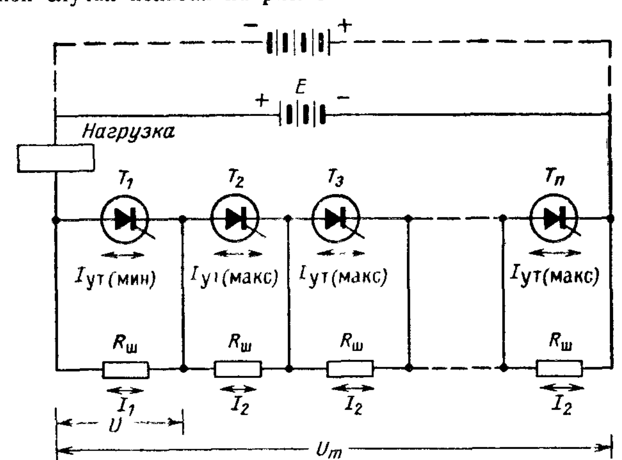


Рис. 6-4. Включение шунтирующих резисторов для выравнивания прямых запираемых или обратных напряжений.

Пусть U — наибольшее допустимое напряжение на тиристоре. Из рис. 6-4 следует $I_1 = I_2 + \Delta I_{ут}$. Тогда

$$U = I_1 R_ш$$

и

$$U_m = U + (n-1) R_ш I_2,$$

где U_m — наибольшее напряжение на ветви с последовательно включенными тиристорами; n — число последовательно включенных тиристоров.

Перепишем соотношение для U_m:

$$U_m = U + (n-1) R_ш (I_1 + \Delta I_{ут}) = nU - (n-1) R_ш \Delta I_{ут},$$

откуда

$$R_ш \leqslant \frac{nU - U_m}{(n-1)\Delta I_{ут}}. \qquad (6\text{-}2)$$

Вообще говоря, изготовитель указывает в качестве параметра только наибольший ток утечки. Поэтому для гарантии обычно полагают $I_{ут\ мин} = 0$. Тогда выражение для $R_ш$ запишется в виде

$$R_ш \leqslant \frac{nU - U_m}{(n-1) I_{ут.макс}}. \qquad (6\text{-}3)$$

Шунтирующие резисторы вносят дополнительные потери, поэтому желательно выбирать их значения как можно выше. Имеется большая вероятность того, что в каждой данной группе тиристоров величина $\Delta I_{ут}$ значительно меньше, чем $I_{ут\ макс}$. Поэтому желательно ориентировочно знать величину $\Delta I_{ут}$. Для определения $\Delta I_{ут}$ надо измерить ток утечки при максимально допустимых рабочей температуре и напряжении перехода, разбить тиристоры на группы и затем проверить разбивку на группы по $\Delta I_{ут}$ при комнатной температуре. Для учета разности температур отдельных тиристоров в ветви обычно вводится дополнительный множитель запаса для $\Delta I_{ут}$.

До сего момента мы не оговаривали, идет ли речь о прямом или обратном токе тиристора. Обычно в паспорте прибора либо вообще не делается разницы между этими токами, либо они ко-

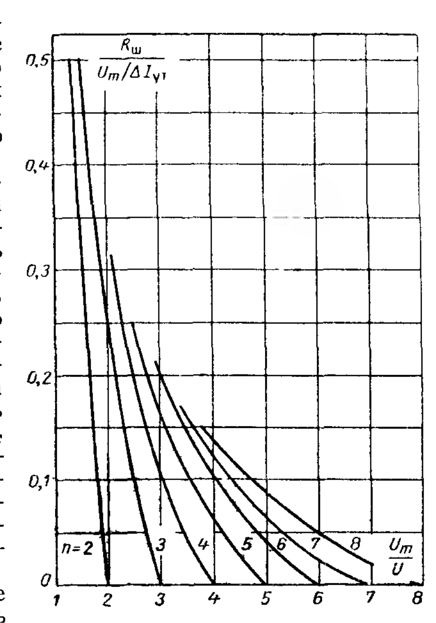


Рис. 6-5. График для расчета наибольших значений шунтирующих резисторов при последовательном включении от двух до восьми тиристоров (обозначения в тексте).

чественно совпадают. В противном случае следует выбирать сопротивления по большему из этих двух токов. На практике прямой ток обычно сказывается несколько больше обратного, поэтому с некоторым запасом следует брать $\Delta I_{\text{ут}}=\Delta I_{\text{пр ут}}$. При расчетах с большим запасом по (6-3) следует брать не среднее за период, а амплитудное значение $\Delta I_{\text{ут}}=\Delta I_{\text{пр.ут макс}}$, определяя последнее из паспортных данных тиристора.

На рис. 6-5 дана серия кривых, существенно облегчающая выбор шунтирующих сопротивлений. Для пользования кривыми надо знать U_m/U, и тогда по кривой, соответствующей определенному числу последовательных вентилей n, можно определить $R_{\text{ш}}/(U_m/\Delta I_{\text{ут}})$. Зная U_m и $\Delta I_{\text{ут}}$, находим наибольшее при данных условиях $R_{\text{ш}}$. Определение мощности, рассеиваемой шунтирующим резистором, производится при рассмотрении худшего случая, а именно по наибольшему напряжению. Если известно действующее значение напряжения $U_{\text{д}}$ на сопротивлении $R_{\text{ш}}$, то

$$P_{\text{ш}}=\frac{U_{\text{д}}^2}{R_{\text{ш}}}. \tag{6-4}$$

В вентильных схемах с фазовым управлением наибольшая мощность рассеивается в сопротивлениях при нулевом угле проводимости. Если в этом случае известна амплитуда синусоидального напряжения на вентильном плече U_m, то

$$P_{\text{ш}}=\frac{U_m^2}{2R_{\text{ш}}}. \tag{6-5}$$

Для инверторов с прямоугольным напряжением на вентилях или импульсных регуляторов постоянного тока

$$P_{\text{ш}}=\frac{t_1U_m^2}{TR_{\text{ш}}}, \tag{6-6}$$

где t_1 — длительность запертого состояния вентиля; T — период напряжения на вентиле.

При пилообразной кривой напряжения на вентиле с основанием t_1 и амплитудой U_m

$$P_{\text{ш}}=\frac{t_1U_m^2}{3TR_{\text{ш}}}. \tag{6-7}$$

Выбор шунтирующих конденсаторов

Как уже указывалось, шунтирующие конденсаторы должны ограничить скорость нарастания напряжения на тиристорах. Кроме того, на интервале восстановления обратной запирающей способности через такой конденсатор, включенный параллельно вентилю с малым временем восстановления, частично замыкается обратный ток более «медленных» вентилей. Так как решаемая проблема связана с неидентичностью характеристик восстановления вентилей одного типа, то мы должны обсудить сами эти характеристики. Явление восстановления обратной запирающей способности имеет место при приложении обратного напряжения после протекания пря-

мого тока. Время восстановления обратного запирания определяется как интервал между моментом изменения тока с прямого на обратный и моментом, когда обратный ток упал до 10% от его амплитудного значения. Для большинства обследованных тиристоров разных типов было найдено, что кривая обратного тока имеет форму, близкую к треугольной (рис. 6-6). Для различных условий коммутации эмпирически было найдено соотношение $t_s=0{,}6t_{\text{о в}}$.

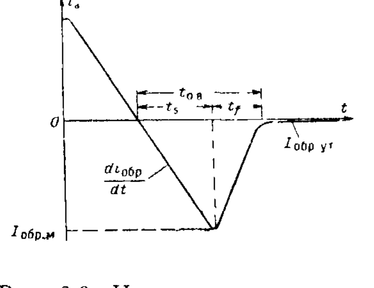


Рис. 6-6. Идеализированная кривая обратного тока тиристора.

Интеграл кривой обратного тока за время $t_{\text{о в}}$ представляет собой общий заряд, проходящий через тиристор в процессе восстановления. Этот заряд восстановления, как мы его будем называть, представляет собой в общем случае часть полного заряда, накопленного в переходах и слоях при протекании прямого тока. Если естественная рекомбинация электронов и дырок пренебрежимо мала в течение времени $t_{\text{о в}}$, то можно считать, что весь накопленный заряд равен заряду восстановления. В некоторых полупроводниковых приборах (например, в диодах определенных типов) имеет место мгновенный обрыв обратного тока и интервал t_f принципиально отсутствует. Судя по имеющимся данным, тиристоры не обладают такими свойствами мгновенного обрыва $i_{\text{обр}}$.

На рис. 6-7 представлены кривые обратного тока двух тиристоров, резко различных по своим свойствам. Разность площадей, показанная штриховкой, представляет собой разностный заряд ΔQ.

Следует подчеркнуть, что на рис. 6-7 представлен случай, когда $t_{s2}>t_{\text{о в1}}$. Этот случай далеко не всегда может иметь место при случайном выборе двух приборов, однако с точки зрения расчета он является наихудшим.

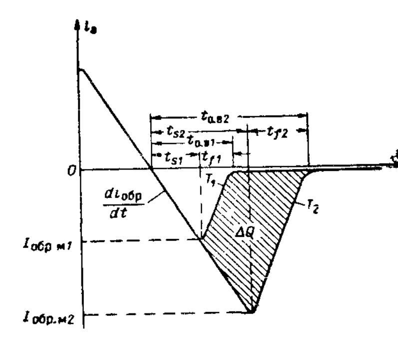


Рис. 6-7. Обратные токи двух случайно выбранных тиристоров одного типа.

На рис. 6-8 показаны диаграммы токов и напряжений для двух соединенных последовательно случайно выбранных тиристоров с параллельными конденсаторами. Коммутационный интервал отсчитывается с момента начала спада прямого тока.

С момента t_0 и до t_1 оба тиристора представляют собой короткозамкнутую ветвь. Обратный ток изменяется со скоростью, опреде-

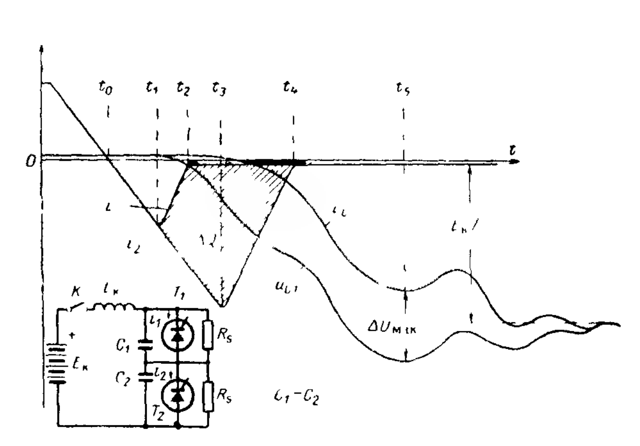


Рис. 6-8. Напряжения на конденсаторах, шунтирующих два последовательно соединенных случайно выбранных тиристора.

ляемой коммутирующим напряжением $E_к$ и индуктивностью контура коммутации $L_к$. На интервале от t_1 до t_2 конденсатор C_1 начинает заряжаться по мере восстановления обратного запирания тиристора T_1. На интервале t_2—t_3 тиристор T_1 полностью выключился, но ток через конденсатор C_2 и напряжение на нем продолжают нарастать за счет роста обратного тока T_2 и коммутирующего напряжения. В момент t_3 тиристор T_2 начинает запираться, поэтому скорость роста напряжения на C_1 уменьшается. По мере запирания T_2 начинается зарядка конденсатора C_2. В момент t_4 оба тиристора заперты, и обратный ток течет только через ветвь с емкостями, а наклоны кривых напряжения на обоих тиристорах одинаковы. Далее схему можно рассматривать как LC-контур, где C определяется последовательным соединением C_1 и C_2. Вследствие неодинаковости характеристик тиристоров амплитуды напряжений на них различны. Наибольшая возможная разность напряжений примерно равна

$$\Delta U_{макс} = \frac{\Delta Q_{макс}}{C'}, \qquad (6\text{-}8)$$

где $C' = C_1 = C_2 = \ldots = C_n$.

В установившемся режиме напряжения распределяются поровну благодаря шунтирующим резисторам. На рис. 6-8 разность напряжений между тиристорами уменьшается, начиная с момента t_5, по закону (начало отсчета в t_5)

$$\Delta U = \Delta U_{макс} \exp(-t/R_ш C). \qquad (6\text{-}9)$$

Наибольшая разность напряжений соответствует последовательному соединению тиристоров с максимальным различием времени

восстановления для данного типа. Тогда напряжения на конденсаторах, включенных параллельно «быстрому» и «медленному» тиристорам, могут быть записаны как

$$\left.\begin{aligned} U_{C\,(быстр)} &= \frac{1}{n}\left[E_к + (n-1)\,\Delta U_{макс}\right], \\ U_{C\,(медл)} &= \frac{1}{n}\left[E_к - \Delta U_{макс}\right] \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}10)$$

Учитывая (6-8) и (6-10) и полагая, что $U_{C\,(быстр)} = U$, получаем:

$$C \geqslant \frac{(n-1)\,\Delta Q_{макс}}{nU - E_к}. \qquad (6\text{-}11)$$

Остается неизвестным $\Delta Q_{макс}$, которое не приводится в справочных данных. Для некоторых тиристоров фирмы Дженерал Электрик значения $\Delta Q_{макс}$ приведены в табл. 6-1 (при температуре перехода $T_{пер}$ 25° С).

Таблица 6-1

Серия	C10	C20	C35	C30	C140	C135
Тип тиристора	C11 C12 C15	C22	C36 C37 C38 C40	C31 C32 C33	C141	
$\Delta Q_{макс}$, *мкк*	10	12	20	40	4	35

При больших скоростях нарастания обратного тока величина ΔQ приблизительно постоянна, если $T_{пер}$ также постоянна. Значения $\Delta Q_{макс}$, указанные в табл. 6-1, справедливы при номинальном прямом токе и больших $di_{обр}/dt$. Для более легких условий коммутации, когда, например, убывание заряда определяется в основном рекомбинацией, величина $\Delta Q_{макс}$ значительно меньше.

Приближенный температурный коэффициент величины $\Delta Q_{макс}$ составляет +0,2% на 1° С.

До сих пор предполагалось, что напряжения на конденсаторе и тиристоре одинаковы. На практике это не совсем так вследствие распределенной индуктивности контура конденсатор — тиристор (рис. 6-9). Суммарная индуктивность проводов, конденсатора и выводов тиристора может быть принята, например, равной 1 *мкгн*. Напря-

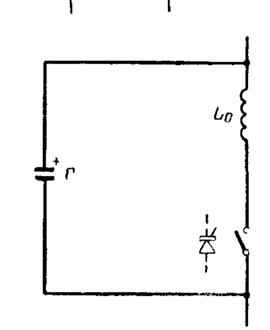


Рис. 6-9. К пояснению распределенной индуктивности контура тиристор—конденсатор.

жение самоиндукции при резком спаде обратного тока (на интервале t_f, рис 6 6) дает дополнительный скачок обратного напряжения на тиристоре, причем при очень быстрой коммутации, когда скорость спада тока может достигать 20 *а/мксек*, скачок будет равен 200 *в* Отсюда очевидна особая важность снижения индуктивности петли конденсатор — тиристор

Для ограничения тока при отпирании тиристоров до допустимой величины последовательно с конденсаторами должны быть включены небольшие сопротивления, величина которых обычно лежит в пределах 5—50 *ом* Эти сопротивления также подавляют высокочастотные колебания, возможные в контуре тиристор — конденсатор Следует напомнить, что эти сопротивления не должны быть слишком большими, чтобы не нарушать нормальную работу емкостного делителя и за счет протекания по ним обратного тока не вызывать больших дополнительных скачков напряжения на тиристорах

6-1-3. Прочие способы выравнивания напряжений

Показанные на рис 6 3 цепочки обеспечивают выравнивание напряжений при всех режимах прямого и обратного запирания В условиях, когда потери мощности из-за тока через шунтирующие сопротивления недопустимы, как например, в радиолокационных модуляторах, можно обеспечить успешное выравнивание напряжении с помощью диодов с управляемым лавинообразованием (рис 6 10 *а*) Если напряжение лавинообразования выбрано правильно, то общии ток прямой утечки через последовательную цепь лишь незначительно превышает ток утечки худшего из двух тиристоров Наибольшее напряжение лавинообразования параллельных диодов должно быть равно или немного ниже паспортного напряжения прямого переключения тиристора Наименьшее напряжение лавинообразования, измеренное при наименьшеи рабочей температуре лавинного вентиля, должно быть выше, чем U_m/n Для более точного выравнивания напряжений между тиристорами лавинные диоды должны иметь возможно более узкий допуск по напряжению лавинообразования Если последовательно соединенные тиристоры должны выдерживать не только прямое, но и обратное напряжение, то можно использовать комбинацию лавинных диодов, показанную на рис 6 10,*б* Если требования к выравниванию обратных напряжений не слишком жесткие, то можно в этой комбинации заменить один лавинный диод обычным кремниевым диодом (рис 6 10,*в*).

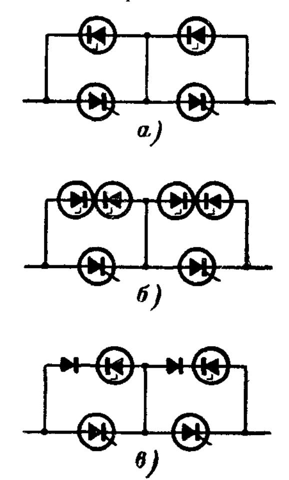


Рис 6 10 Выравнивание напряжений с помощью лавинных диодов (стабилитронов)

6-1-4. Управление последовательно соединенными тиристорами

Известно два метода управления последовательно соединенными тиристорами

1) одновременное управление,

2) зависимое управление, когда источник управляющих импульсов отпирает «ведущии» тиристор, а в результате снижения на нем напряжения вырабатывается входной сигнал в цепи следующего «ведомого» тиристора

Более предпочтительным является одновременное отпирание всех тиристоров Зависимый метод, позволяющий весьма просто решить проблему изоляции управляющих цепей при высоких анодных напряжениях, неизбежно связан с задержкой между отпираниями ведомого и ведущего тиристоров К счастью, конденсаторы, используемые для выравнивания напряжений между тиристорами при приложении обратного напряжения, ограничивают также скорость нарастания прямого напряжения Поэтому зависимый метод может применяться уверенно только в тех случаях, когда емкость этих конденсаторов достаточна для ограничения бросков прямого напряжения до уровня ниже $U_{\text{пр(доп)}}$, пока все тиристоры не откроются При использовании этого метода следует обратить особое внимание на обеспечение требуемых паспортными данными значений $I_{\text{у о}}$, $U_{\text{у о}}$, особенно если анодный ток после отпирания нарастает быстро

Одновременное управление через разделительные трансформаторы

При использовании разделительных трансформаторов следует уделить особое внимание межобмоточнои изоляции Эта изоляция должна выдерживать по меньшей мере напряжение питания

Входные сопротивления различных тиристоров могут весьма сильно отличаться между собой Поэтому, чтобы предотвратить шунтирование общего источника управления входной цепью тиристора с низкоомным входом, следует во входную цепь каждого тиристора вводить последовательные резисторы либо использовать в качестве сопротивлений индуктивности рассеяния трансформаторов

Если мощность источника управляющих сигналов ограничена, что часто имеет место при импульсном управлении, то целесообразно заменить последовательные резисторы конденсаторами Эти конденсаторы выравнивают заряды, поступающие в базы тиристоров, без дополнительных потерь энергии В этом случае между управляющим электродом и катодом каждого тиристора должен быть включен резистор для замыкания тока разряда конденсатора Схема управления должна обеспечить максимальную крутизну фронта управляющего импульса, желательно иметь время нарастания не более 1 *мксек*.

Следует особенно подчеркнуть опасность отпирания тиристоров минимально требуемым током управления Для большинства тиристоров сейчас на входных характеристиках указывается предпочти-

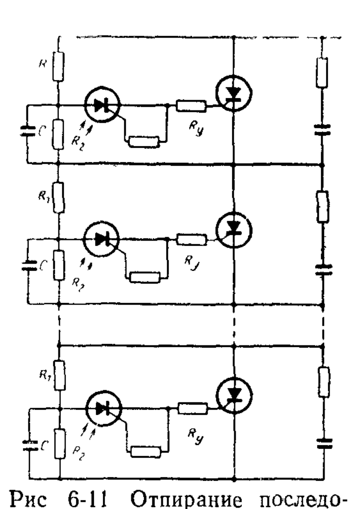


Рис 6-11 Отпирание последовательно соединенных тиристоров с помощью света.

тельная область отпирания При отпирании в условиях больших токов работа ниже этой области может иметь катастрофические последствия

Одновременное управление лучом света

На рис 6 11 показана схема в которой одновременное отпирание последовательно соединенных тиристоров осуществляется фототиристорами в цепях управления Такой метод обеспечивает необходимую изоляцию входных цепей и требуемую одновременность отпирания, если все фототиристоры отпираются с помощью единственного источника света Последовательные резисторы R_1 и R_2 одинаковы в каждом плече, и сумма их сопротивлений равна необходимому шунтирующему сопротивлению плеча $R_ш$ Из этих двух сопротивлений R_2 меньше R_1 в силу того, что фототиристоры обычно выпускаются на более низкие рабочие напряжения Постоянная времени R_1C_1 должна быть сделана сравнительно малой для быстрой зарядки конденсатора C_1 до

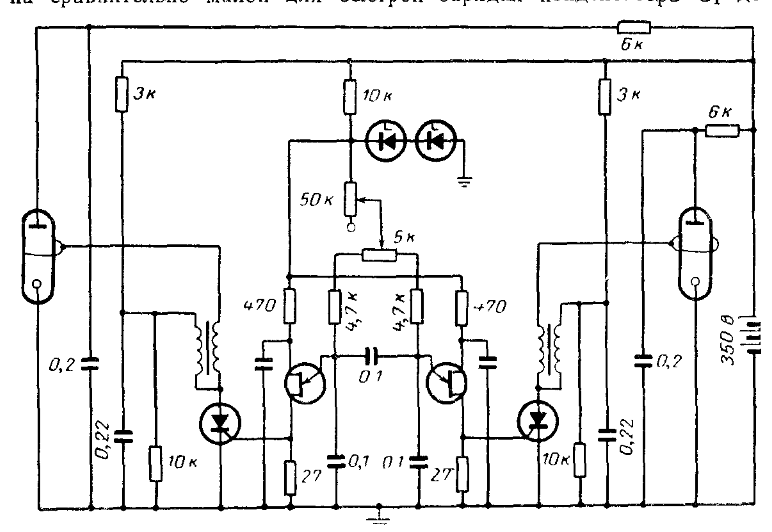


Рис 6-12 Схема двухтактного генератора световых импульсов

напряжения, необходимого для отпирания фототиристора Резистор R_y ограничивает входной ток силового тиристора Практическая схема управления фототиристорами с помощью ксеноновой импульсной лампы представлена на рис 6 12 Схема удовлетворительно работает на частотах 60—400 *гц* Задающий релаксационный генератор на двух однопереходных транзисторах включает попеременно два маломощных тиристора, которые разряжают конденсаторы 0,22 *мкф* на первичные обмотки двух повышающих трансформаторов Импульсы напряжения вторичных обмоток около 6 *кв* достаточны для зажигания импульсных ксеноновых ламп, испускающих световые импульсы

Зависимое управление последовательными тиристорами

Принцип зависимого управления состоит в том, что управляющий сигнал поступает на вход только одного тиристора Хотя этот способ весьма прост в исполнении, он содержит существенные ограничения, так как при последовательном отпирании одного тиристора за другим полное время включения цепочки возрастает в несколько раз Когда в последовательной цепочке открылось несколько первых тиристоров, напряжение прикладывается к тем вентилям, которые продолжают оставаться запертыми Если полное прямое напряжение превышает предельно допустимое значение, то один или несколько вентилей может выйти из строя Скорость нарастания прямого напряжения на «последних» тиристорах может быть ограничена с помощью шунтирующих конденсаторов

Рис 6-13 Зависимое управление последовательно соединенными тиристорами с использованием стабилитрона

Рисунок 6-13 поясняет принцип зависимого управления Параллельно тиристорам присоединены выравнивающие *RC*-цепочки, описанные выше Источник импульсов управления отпирает только первый (нижний) тиристор После этого разряд конденсатора C_1 через управляющую цепь следующего тиристора вызывает его отпирание Так как тиристоры и *RC*-цепочки представляют собой сбалансированный мост, схема весьма мало чувствительна к случайным колебаниям питающего напряжения Во многих случаях цепочки *RC*, рассчитанные по изложенной выше методике и обеспечивающие удовлетворительное распределение напряжения в переходных режимах, оказываются вполне удовлетворительными и для системы зависимого управления Иногда параллельно демпфирующим резисторам вводятся диоды,

показанные пунктиром, чтобы предотвратить возможность отпирания тиристоров под действием больших du/dt.

Минимальное значение емкости параллельных конденсаторов для уверенного зависимого отпирания тиристоров и величина последовательного сопротивления во входной цепи определяются формулами:

$$C \geqslant \frac{10}{R_{\text{у}} + \dfrac{U_{\text{у.о.макс}}}{I_{\text{у.о.макс}}}}, \ \textit{мкф}; \qquad (6\text{-}12)$$

$$R_{\text{у}} = \frac{\dfrac{U_{\text{ст}}}{2,7} - U_{\text{у.о}}}{I_{\text{у.о.макс}}}, \ \textit{ом}, \qquad (6\text{-}13)$$

где $U_{\text{ст}}$ — рабочее напряжение стабилитрона, *в*; $I_{\text{у о макс}}$ — максимальное значение тока, который надежно отпирает тиристор при любых рабочих режимах, *ма*; $U_{\text{у о макс}}$ — наибольшее напряжение на управляющем электроде (*в*) при $I_{\text{у о макс}}$.

Необходимо возможно более тщательно сбалансировать мостовую схему рис 6-13, т. е сближать потенциалы точек C и D, чтобы избежать протекания тока в диагонали этой схемы при обычных изменениях напряжения питания и переходных процессах. В зависимости от вида небаланса положительный входной ток ведомого тиристора может протекать либо при возрастании, либо при спаде питающего напряжения. Зависимая схема управления (рис. 6-13) может быть распространена на случай большего, чем два, числа последовательных тиристоров.

На рис. 6-14 представлен другой метод зависимого управления последовательными тиристорами. Конденсаторы C_1, C_2, . . , C_n, во-первых, выравнивают напряжения при переходных процессах и, во-вторых, обеспечивают зависимое отпирание тиристоров. Как и в схеме рис. 6-13, входной импульс отпирает нижний тиристор, после чего конденсатор C_1 разряжается через управляющую цепь второго тиристора, и т. д. Сопротивления R_1, R_2, ..., R_{n-1} ограничивают амплитуду входного тока, сопротивление R_n ограничивает di/dt верхнего (n-го) тиристора На рис 6-15 показано, какие перенапряжения могут возникнуть на каждом последующем тиристоре при таком способе управления. Перенапряжения указаны в процентах от величины U_m.

Управляющие импульсы

Для управления последовательно включенными тиристорами нужно подавать управляющие импульсы возможно большей амплитуды по сравнению с минимально необходимой (см. рис 4-12), что обеспечивает уменьшение времени переключения. Время нарастания импульсов управления должно быть минимальным (в идеале до 100 *нсек*). Ширина этих импульсов должна быть достаточной для надежной фиксации открытого состояния при всех возможных режимах. Если анодный ток может кратковременно упасть до нуля

в течение интервала проводимости тиристора, то следует применять импульсы с длительностью, равной интервалу проводимости. Амплитуду импульсов следует ограничивать на максимально допустимом уровне по максимальной и средней мощности для данного типа тиристоров

6-2. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ТИРИСТОРОВ

С появлением мощных приборов в начале 60-х годов потребность в параллельном включении тиристоров уменьшилась Как считалось ранее, так и считается сейчас, что только в исключительных случаях более выгодно соединять в параллель маломощные приборы вместо использования одного на больший ток Одним из исключений является случай, когда требуется иметь специальные электрические характеристики, реализуемые лишь с помощью маломощных тиристоров. Подробнее об этом будет сказано ниже (§ 6-2-5)

Сейчас все возрастающие требования по величине тока часто начинают выходить за рамки возможностей единого кристалла Проблема параллельного соединения вновь стала актуальной, особенно в области очень больших токов и при использовании приборов с большой площадью кристаллического диска

Основной проблемой является обеспечение равномерного токораспределения между параллельными ветвями Вообще при параллельном соединении низкоомных элементов наиболее существенным фактором, определяющим возможную неравномерность тока, может стать несимметрия магнитных

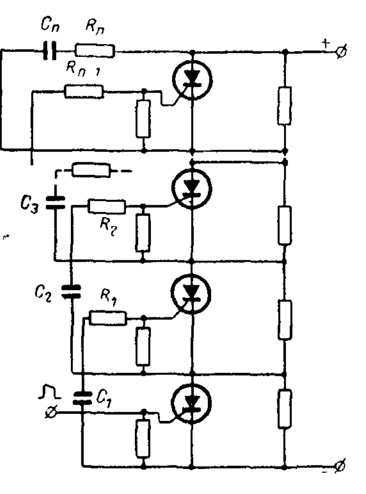


Рис. 6-14. Зависимое управление при последовательном соединении тиристоров.

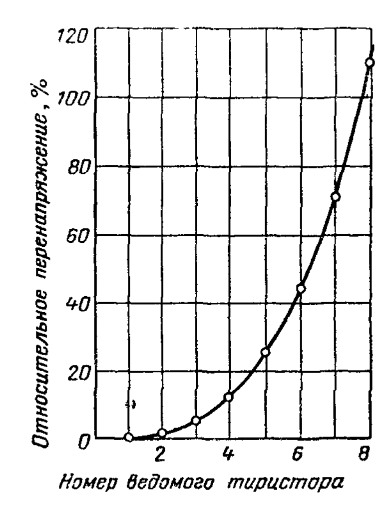


Рис 6-15. Относительные перенапряжения на ведомых тиристорах в зависимости от места их включения по отношению к ведущему.

потоков, сцепленных с различными ветвями. Применительно к однонаправленным тиристорам, кроме того, положение ухудшается неодинаковостью их вольт-амперных характеристик.

Относительно параллельного соединения двунаправленных тиристоров следует напомнить, что уже было сказано в § 6-1: при необходимости параллельной работы в области больших токов целесообразнее использовать обычные однонаправленные тиристоры, включенные встречно-параллельно.

6-2-1. Небаланс токов из-за внешней цепи

Если не используется принудительное выравнивание токов между параллельно соединенными ветвями, необходимо уделить особое внимание равенству сопротивлений в каждой параллельной ветви. Провода и соединения должны быть сделаны одинаковыми во всех отношениях. Тенденция стягивания тока к внешним (в геометрическом смысле) ветвям при параллельном соединении многих ветвей (своего рода эффект «вытеснения» тока) приобретает особую важность на повышенных частотах, а также в моменты коммутации, т. е в начале и в конце каждого интервала проводимости Если это явление оказывается существенным, взаимные и собственные индуктивности каждой параллельной ветви должны быть тщательно сбалансированы.

6-2-2. Небаланс токов из-за различия характеристик тиристоров

Известны два основных способа выравнивания токов между параллельно включенными тиристорами. Первый состоит в подборе тиристоров с практически одинаковыми характеристиками в проводящем состоянии, второй связан с принудительным выравниванием токов внешними средствами.

Использование стандартных тиристоров без принудительного выравнивания токов

Метод расчета токораспределения между параллельно работающими случайно выбранными тиристорами лучше показать на примере Предположим, что требуется пропускать больший ток, чем это допускается наиболее мощными тиристорами фирмы Дженерал Электрик, а именно типа С290 или С291.

Пусть имеем трехфазную схему. Какой наибольший ток смогут пропускать два случайных тиристора в этой схеме? Предположим, что первый из двух тиристоров T_1 имеет меньшее прямое падение напряжения $\Delta U_а$ и работает при максимально допустимом для этого типа действующем значении тока 470 *а*, соответствующем наибольшей допустимой температуре перехода 125° С. Полагая форму тока прямоугольной с коэффициентом заполнения $\gamma=0{,}333$, найдем из соотношения

$$I_{а\ дейст} = I_{а.макс}\sqrt{\gamma} \tag{6-14}$$

амплитуду тока $I_{а.макс}=815$ *а*.

Этот первый тиристор, как имеющий меньшее $\Delta U_а$, берет на себя непропорционально большую долю общего тока. Пусть этот тиристор имеет наименьшее возможное для данного типа падение напряжения при данных токе и температуре перехода, когда его вольт-амперная характеристика определяется верхней кривой на рис. 6-16, следовательно,

$$\Delta P_1 = I_{а.макс}\Delta U_а\gamma = 815\cdot 1{,}05\cdot 0{,}333 = 290\ вт. \tag{6-15}$$

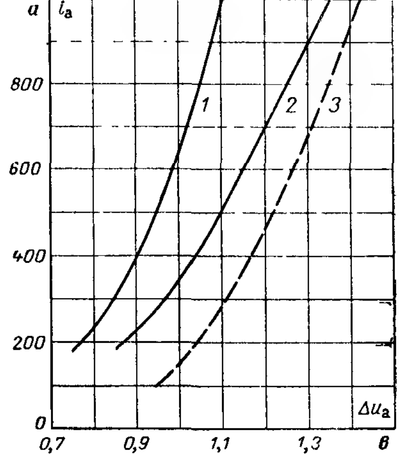


Рис. 6-16. Прямые вольт-амперные характеристики тиристоров типа С290/291.

1 — характеристика тиристора с наименьшим возможным падением напряжения при $T_{пер}=125°$ С; *2* — то же с наибольшим падением; *3* — то же, что и *2*, при $T_{пер}=25°$ С.

Определим теперь величину тока, пропускаемого вторым тиристором. Прямое падение на обоих тиристорах не может превышать падения на первом, т. е. 1,05 *в*. На рис. 6-16 показаны наихудшие возможные вольт-амперные характеристики тиристора данного типа для температур перехода 125 и 25° С. Так как для обеспечения наибольшей стабильности параллельно соединенные тиристоры обычно монтируются на общем теплоотводе, то предположим, что температура теплоотвода под обоими тиристорами одинакова. Из сказанного следует, что второй тиристор с более пологой вольт-амперной характеристикой, очевидно, будет пропускать меньший ток, рассеивать меньшую мощность и, следовательно, иметь более низкую температуру перехода. На рис. 6-16 видно, что чем ниже температура перехода, тем меньше прямой ток через тиристор при данном $\Delta U_а$. Поэтому для второго тиристора надо пользоваться вольт-амперной характеристикой, снятой при некоторой промежуточной температуре перехода между значениями 25° С (которое соответствует предельному различию в характеристиках тиристоров и дает при расчете чрезвычайно большой запас) и 125° С (которое заведомо недостижимо). Для расчета мы должны выбрать некоторую промежуточную температуру и затем проверить правильность нашего выбора.

Предположим, что температура перехода тиристора T_2 равна среднему из двух предельных значений, т. е. 75° С. Точка, промежуточная между соответствующими вольт-амперными характеристиками на рис. 6-16, дает для $\Delta U_а=1{,}05$ *в* ток 320 *а*.

Определим теперь, какова должна быть при этом температура теплоотвода. Это можно сделать, зная мощность рассеяния первого тиристора, а также наибольшее тепловое сопротивление между

переходом и поверхностью теплоотвода. На рис. 6-17 показана тепловая модель для двух параллельно работающих тиристоров. Для определения наинизшей температуры, которая должна быть на поверхности теплоотвода, воспользуемся наибольшими значениями тепловых сопротивлений.

Для тиристоров типа С291

сопротивление переход — корпус $R_{т(п\,к)}=0{,}138°$ С/*вт*,

сопротивление корпус — теплоотвод (при соответствующем монтаже) $R_{т(к\,т)}=0{,}08°$ С/*вт*,

температура перехода тиристора T_1

$$T_{1п}-T_т=P_1\left(R_{т\,(п\,к)}+R_{т\,(к\,т)}\right),$$

откуда $T_т=125-290\cdot 0{,}218=62°$ С.

Рис. 6-17. Тепловая модель двух неподобранных тиристоров.

Температура перехода второго тиристора должна быть выше, чем 62° С.

Рассеиваемая в этом тиристоре мощность равна

$$P_2=320\cdot 1{,}05\cdot 0{,}333=110\ вт.$$

Для того чтобы оценить минимально возможную температуру перехода тиристора T_2, используем наименьшие возможные тепловые сопротивления

$$R_{т\,(п\text{-}к)}=0{,}11°\ С/вт;$$

$$R_{т\,(к\text{-}т)}=0{,}04°\ С/вт.$$

Тогда температура перехода тиристора T_2

$$T_{2п}-T_т=P_2\left(R_{т\,(п\text{-}к)}+R_{т\,(к\,т)}\right)=62+$$

$$+110\,(0{,}11+0{,}04)=78\,°С.$$

Первоначальное допущение, что температура равна 75° С, оказалось достаточно правильным. Разумеется, если бы это было не так, следовало бы провести дополнительный расчет, приняв для T_2 уточненное значение температуры перехода.

Теперь можно сформулировать общее соотношение для предельно допустимого среднего тока трехфазного выпрямителя, выполненного на параллельно соединенных тиристорах типа С291

$$I_{а\ макс}=\frac{815+(n-1)\,320}{3}, \qquad (6\text{-}16)$$

где n — число параллельных тиристоров в каждой фазе.

Если поддерживать температуру поверхности теплоотвода равной 62° С не представляется возможным, то действующее значение тока первого тиристора должно быть уменьшено по сравнению с предельно допустимой величиной. Расчет в этом случае следует начинать с заданной наибольшей температуры теплоотвода и задавать такой средний ток тиристора, при котором температура перехода равна 125° С.

Из приведенного примера видно, что при параллельном соединении двух неподобранных тиристоров выпрямленный ток необходимо снизить на 30%. В следующем параграфе приводятся более подробные данные по необходимому снижению тока.

Для однофазной схемы методика и результаты расчета будут в значительной мере аналогичны: исходя из допустимой амплитуды тока первого тиристора определяется по верхней вольт-амперной характеристике рис. 6-16 наибольшая рассеиваемая в нем мощность. При угле проводимости 180° и полусинусоидальном токе среднее и амплитудное значение мощности связаны соотношением

$$P_{ср}=0{,}286P_{макс}. \qquad (6\text{-}17)$$

Остальной расчет не отличается от приведенного для трехфазной схемы.

Следует заметить, что все расчеты выполнялись для полного значения угла проводимости тиристора λ. Если сопротивление нагрузки неизменно, то при уменьшении угла проводимости режим тиристоров будет всегда оставаться в рамках допустимого, рассчитанного для полного значения λ. При изменяемом сопротивлении нагрузки, а особенно при работе на противо-э. д. с. тиристоры обычно выбираются по режиму наибольшего угла задержки. Если при угле проводимости 120° имеет место наибольший допустимый действующий ток, следует снизить мощность рассеяния на 15% по сравнению с режимом при интервале проводимости 180° и полном действующем токе. При дальнейшем уменьшении угла проводимости от величины 120° следует на каждые 30° снижать среднее значение мощности рассеивания на 12—15%. Это эмпирическое правило применяется лишь для расчета рассеиваемой мощности в тиристоре с наименьшим прямым падением напряжения, к которому неприменимы справочные данные. Все остальные параллельно соединенные тиристоры, у которых прямое падение напряжения предполагается равным наибольшему значению, рассчитываются по кривым, приводимым в справочных данных.

Использование тиристоров с согласованными характеристиками

Как следует из рис. 6-16, разброс прямых характеристик для тиристоров одного типа может быть очень большим. Если процент

необходимого снижения тока определить как

$$D_{\%}=\left(1-\frac{I_{н}}{nI}\right)\cdot 100, \qquad (6\text{-}18)$$

где $I_н$ — общий ток нагрузки через параллельно работающие тиристоры, I — допустимый ток одного тиристора при его одиночной работе, n — число параллельно включенных тиристоров, то для числового примера в предыдущем параграфе

$$D_{\%}=\left(1-\frac{815+320}{2\cdot 815}\right)\cdot 100=30\%.$$

Чтобы уменьшить величину необходимого снижения тока, некоторые типы тиристоров выпускаются подобранными по прямым вольт-амперным характеристикам, фирма Дженерал Электрик осуществляет это для наиболее мощных тиристоров типа C290/291 Все вентили этих типов распределяются по нескольким группам Если соединяются для параллельной работы тиристоры одной группы, то обеспечивается очень хорошее токораспределение При соединении тиристоров из двух смежных групп распределение тока вполне удовлетворительно, но требуется большое снижение суммарного тока При соединении параллельно приборов из трех или четырех групп необходимое снижение тока еще более увеличивается Для числового примера, приведенного в § 6-2-1, в табл 6-2 сопоставлены значения токов тиристоров и величина необходимого снижения тока при параллельном соединении приборов из разных групп

Таблица 6-2

Тиристоры	Допустимый ток (*а*) при *параллельной работе* двух тиристоров типа C290/291 (см пример расчета)		Необходимое снижение тока, %
	лучшего тиристора	*худшего* тиристора	
Стандартные (неподобранные)	815	320	30
Из одной группы	815	770	3
Из двух смежных групп	815	730	5
Из трех смежных групп	815	690	8
Из четырех смежных групп	815	650	10

Методика расчета при использовании подобранных тиристоров подобна описанной выше, за исключением того, что в случае тиристоров из одной группы можно для всех приборов принять одинаковую температуру перехода, так как величина необходимого снижения суммарного тока при этом очень мала Поэтому для всех параллельно работающих тиристоров можно без большой погрешности пользоваться вольт-амперными характеристиками, снятыми при температуре $T_{пер}=125°$ C

Рис 6 18 Параллельное соединение тиристоров с использованием токовыравнивающих сопротивлений

Способы принудительного выравнивания тока

Если необходимо меньшее, чем примерно 30%, снижение суммарного тока неподобранных параллельно включенных тиристоров, то требуются внешние меры принудительно обеспечивающие равномерное токораспределение Возвращаясь к примеру, мы видим, что первый тиристор может пропускать средний ток 272 *а*, а второй 107 *а*, обеспечивая средний ток 379 *а*.

Так как наибольший средний ток одного прибора равен 272 *а*, то, следовательно, при принудительном выравнивании тока два тиристора позволят получить общий ток около 540 *а* Рассмотрим, как можно получить такое выравнивание Рассмотрим схему на рис 6 18 Пусть общий средний ток в одной фазе трехфазной схемы равен 500 *а*, следовательно, амплитуда тока составляет 1 500 *а* При токе первого тиристора 815 *а* ток второго должен быть равен 685 *а* Из очевидного соотношения

$$U_1+U_3=U_2+U_4 \qquad (6\text{-}19)$$

находим

$$1,05+815z=1,2+685z,$$

откуда $z=1,2\cdot 10^{-3}$ *ом*

При использовании такого резистора необходимое выравнивание тока обеспечивается, но резистор должен рассеивать мощность 256 *вт*

Индуктивные делители тока более эффективны, но более дороги и сложны в использовании В нашем примере индуктивность токовыравнивающего реактора при частоте 60 *гц* должна составлять около 3 *мкгн*.

6-2-3. Выравнивание ударных токов

До сих пор проблема выравнивания обсуждалась применительно к длительно протекающему току, равному примерно номинальному току нагрузки Очень важно, чтобы ударные токи также распределялись между параллельными тиристорами равномерно К счастью, при больших бросках тока начинают играть роль факторы, облегчающие решение этой задачи.

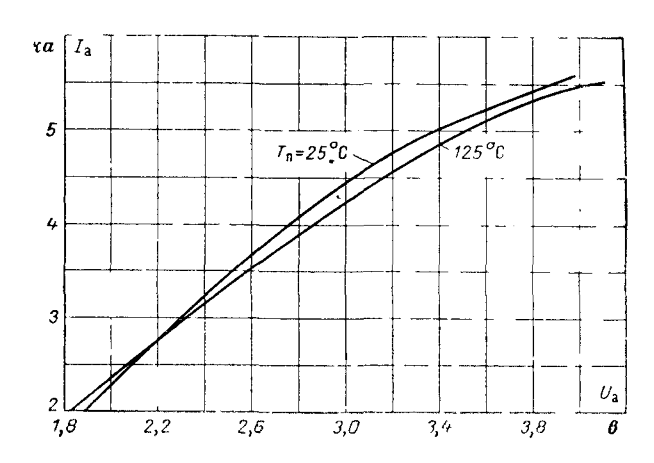


Рис 6-19 Прямые вольт амперные характеристики тиристоров типа С290/291 в области больших токов.

Во-первых, вольт-амперные характеристики, снятые при разных температурах перехода, пересекаются в области больших токов (рис 6-19), и выше точки пересечения температурный коэффициент прямого падения напряжения становится положительным Таким образом, как только один из тиристоров принимает на себя больший ток, температура его перехода возрастает, увеличивая падение напряжения и способствуя более равномерному распределению тока между этим и остальными тиристорами На рис 6-19 показаны характеристики тиристоров типа С290/291 для области больших токов Заметим, что пересечение характеристик происходит при токе около 2 700 *а* Допустимый однопериодный ударный ток для этих тиристоров составляет 5 500 *а,* т е значительно превышает точку пересечения

Во-вторых, внешние и внутренние сопротивления, влияние которых незначительно при обычных режимах, также способствуют выравниванию импульсных токов Рассмотрим для примера катодный вывод Прямая вольт-амперная характеристика вентиля снимается до того, как этот вывод припаян Сопротивление этого вывода около 20 *мком,* т. е при импульсе тока 5 000 *а* падение напряжения составит 100 *мв,* что способствует более равномерному токораспределению Такую же роль играют омические сопротивления других проводов и контактные сопротивления.

6-2-4. Отпирание параллельно соединенных тиристоров

Если параллельно соединенные тиристоры отпираются от одного источника управляющих импульсов, что является важным требованием при работе с большими токами, каждый вентиль должен управляться сигналом достаточно большой амплитуды. Выше отме-

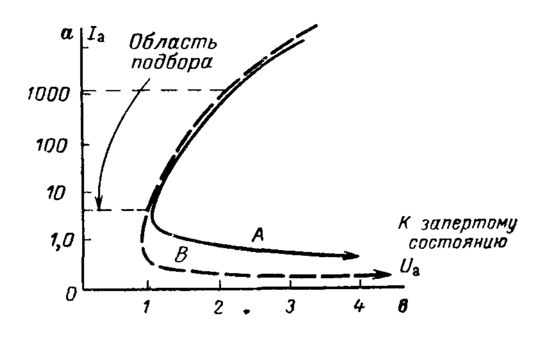


Рис. 6-20 Прямые вольт-амперные характеристики подобранных тиристоров.

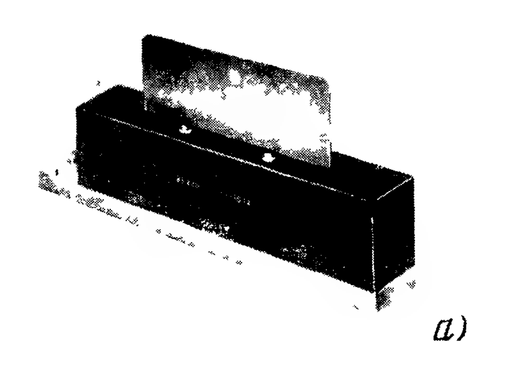
чалось, что необходимые для отпирания значения входного тока и напряжения могут существенно различаться для отдельных тиристоров независимо от того, относятся они или нет к одной группе по прямому падению Как уже указывалось в § 6-1-4, использование достаточно большого управляющего сигнала с крутым фронтом способствует более быстрому отпиранию, а следовательно, при параллельном соединении более равномерному токораспределению.

При малых анодных токах дифференциальное напряжение проводящего тиристора изменяет знак и становится отрицательным в точке, близкой к току удержания При меньших токах тиристор переходит в запертое состояние Граничная точка между участками с положительным и отрицательным дифференциальными сопротивлениями соответствует минимальному прямому падению (рис 6-20) Подбор тиристоров с одинаковыми характеристиками в этой области связан с значительными трудностями, особенно для широкого диапазона температур Если входной сигнал действует в течение всего интервала проводимости, то никаких осложнений при параллельном соединении не возникает, любая нестабильность в распределении тока или даже запирание одного тиристора не вызывает перегрузки остальных вследствие малости общего тока, а при последующем возрастании анодного тока выключившийся тиристор вновь вступает в работу Положение изменяется при импульсном управлении Хотя к моменту окончания входного импульса общий ток может достигнуть значительной величины, один из тиристоров (имеющий, например, характеристику. подобную кривой *А* на рис 6-20) может выключиться, и при последующем увеличении тока и отсутствии сигнала на входе он будет оставаться запертым, вызывая перегрузку остальных Это явление наиболее вероятно в регуляторах переменного тока с фазовым управлением и выпрямителях при больших углах проводимости, когда реактивность сети или нагрузки ограничивает нарастание тока По этой причине всюду, где возможно, рекомендуется использовать достаточно длительные входные импульсы.

6-2-5. Групповые тиристоры для высокочастотных устройств

Как упоминалось в § 6-2, если необходимы электрические характеристики, реализуемые лишь с помощью специальных типов тиристоров, то повышение энергетических параметров может быть достигнуто только параллельным соединением

На рис 6-21 показан высокочастотный тиристорный блок, составленный из нескольких тиристоров небольшой мощности вы-



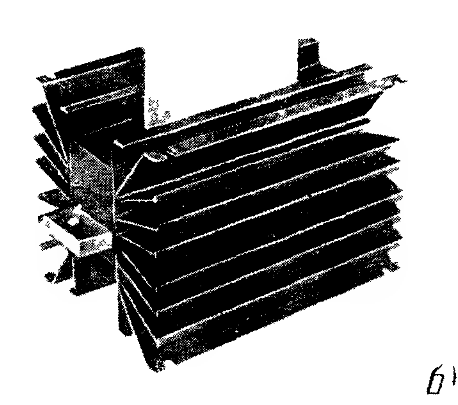


Рис. 6-21 Высокочастотный «групповой» тиристор без радиатора (*а*) и с радиатором (*б*).

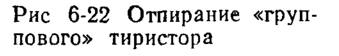
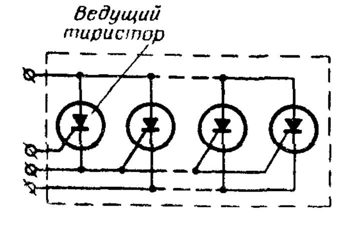


Рис 6-22 Отпирание «группового» тиристора



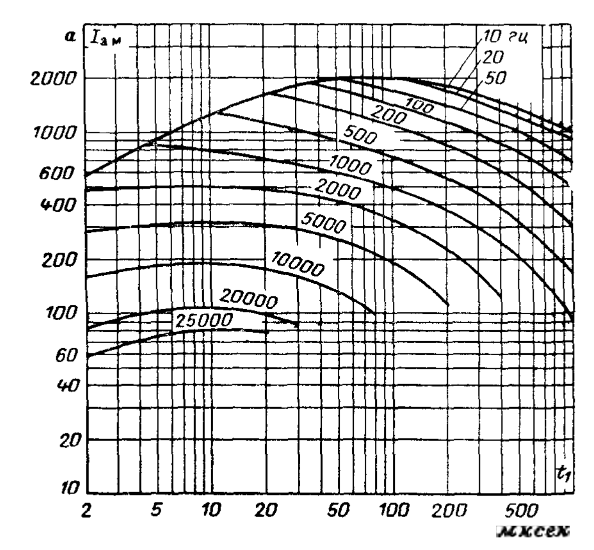
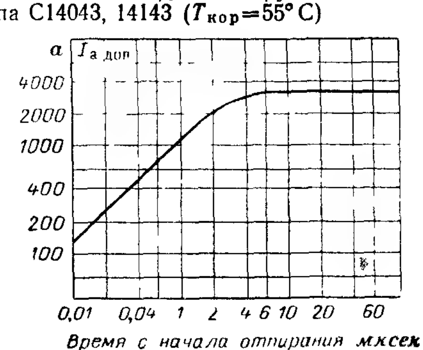


Рис 6 23 Зависимость допустимой амплитуды прямого тока $I_{а\ м}$ от ширины полусинусоидальных импульсов t_1 и рабочей частоты f_1 для «групповых» тиристоров типа С14043, 14143 ($T_{кор}=55°$ С)

Рис 6 24 Допустимый ток «групповых» тиристоров типа С14043, С14143 на интервале отпирания



пускаемый в виде единого конструктивного элемента. Для управления при числе параллельно соединенных вентилей больше двух используется вспомогательный ведущий тиристор (рис. 6-22). Нагрузочная способность такого «группового» тиристора иллюстрируется рис. 6-23. Он может найти применение не только в мощных высокочастотных устройствах, но и в тех случаях, когда требуются очень высокие допустимые значения di/dt (рис. 6-24).

Раздел седьмой

ДВУНАПРАВЛЕННЫЕ ТИРИСТОРЫ

7-1. ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ

Двунаправленный тиристор (ДНТ) представляет собой трехэлектродный прибор, который может быть переведен в проводящее состояние входным сигналом подобно обычному однонаправленному тиристору, но в отличие от последнего может пропускать ток в обоих направлениях, причем отпирание его производится как положительным, так и отрицательным входным сигналом.

Первоначально разработка ДНТ производилась с целью более простого регулирования мощности в цепях переменного тока. Использование таких тиристоров сделало возможным построение более дешевых силовых бесконтактных ключей и устройств с фазовым регулированием. Однако стоимость, размеры, сложность и меньшая надежность часто препятствуют их более широкому применению. Тем не менее двунаправленный тиристор является результатом все продолжающихся исследований по совмещению функций нескольких приборов и элементов схем в одном устройстве.

7-1-1. Вольт-амперные характеристики

Структура ДНТ показана на рис. 7-1,*а*. Область между основными выводами B_1 и B_2 представляет собой два четырехслойных переключателя *p-n-p-n* и *n-p-n-p*, соединенных параллельно. Область управляющего электрода является более сложной, и ее принцип действия следует рассматривать отдельно для каждого из четырех режимов: непосредственное управление обычным тиристором; тиристор с дополнительным управляющим переходом; дополняющий (т. е. взаимно обратный) тиристор с отдаленным управляющим переходом и положительным входным сигналом; дополняющий тиристор с отдаленным управляющим переходом и отрицательным входным сигналом. Более детально принцип действия ДНТ был описан в разд. 1.

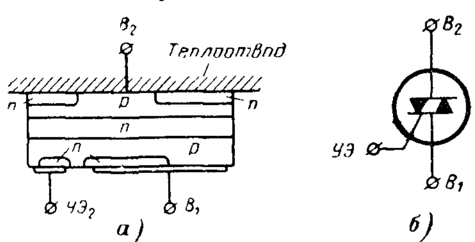


Рис. 7-1. Двунаправленный тиристор.
а — структура; *б* — графическое обозначение.

На рис. 7-1,*б* показано также схемное обозначение двунаправленного тиристора, образованное комбинацией изображений двух тиристоров (обычного и дополняющего). Поскольку термины «анод» и «катод» неприменимы в данном случае, основные выводы обозначены символами B_1, B_2. Вывод B_1 является опорным при измерении напряжения и токов вывода B_2 и управляющего электрода (УЭ).

Рис. 7-2. Вольт-амперные характеристики двунаправленного тиристора.

Двунаправленные тиристоры выпускаются как в корпусе, зажимаемом между двумя охладителями, так и в корпусе в виде головки болта с наименьшим напряжением переключения 200 и 400 *в* для работы в цепях, питаемых от переменного напряжения 120 и 240 *в*.

Вольт-амперные характеристики ДНТ построены на рис. 7-2. В пределах первого квадранта вывод B_2 положителен, в пределах третьего — отрицателен. Напряжение отпирания (переключения) $U_{отп}$ в любом квадранте, измеренное в отсутствии входного сигнала, должно быть выше, чем амплитуда прикладываемого переменного напряжения. Входной ток, задаваемый амплитудным значением любой полярности, отпирает прибор в любом из двух квадрантов. Даже кратковременные всплески напряжения между B_1 и B_2, превышающие $U_{отп}$, также отпирают тиристор, после чего он остается проводящим, пока ток не станет меньше удерживающего $I_{удерж}$. Благодаря этому прибор защищен от повреждения при перенапряжениях и в специальной защите не нуждается. Однако, так как в некоторых применениях такое отпирание может быть нежелательным или даже опасным для нагрузки, необходимо в этих случаях применять защиту от перенапряжений, хотя они и не угрожают самому тиристору.

Критерии определения допустимого тока для двунаправленного тиристора те же, что и для обычного: величина падения напряжения, т. е. выделяющаяся мощность, тепловое сопротивление между структурой и корпусом и эффективность теплоотвода. При превышении температуры корпуса, указанной в справочных данных, воз-

можно самопроизвольное отпирание при напряжении, меньшем $U_{отп}$, либо прибор может оставаться проводящим, после того как ток спадает к нулю. Параметры, характеризующие нагрузку тиристоров по току, обсуждались в разд. 3, вопросы, связанные с отводом тепла, рассматриваются в разд. 18.

В случае индуктивной нагрузки вследствие фазового сдвига между током и напряжением в момент, когда ток спадает до величины $I_{удерж}$ и прибор запирается, напряжение сети, прикладываемое к прибору, достигает определенной величины. Если в этом случае напряжение на двунаправленном тиристоре нарастает слишком быстро, возможно самопроизвольное отпирание. Для обеспечения нормальной работы при некоторых видах индуктивной нагрузки необходимо уменьшить du/dt путем подключения параллельно прибору последовательной цепочки RC либо снизить величину тока, напряжения, угла сдвига, или температуру перехода.

7-1-2. Режимы управления

Так как двунаправленный тиристор можно открыть маломощным входным сигналом положительной или отрицательной полярности как в первом, так и в третьем квадрантах, разработчики схем имеют широкий выбор средств управления. Управляющие сигналы могут быть получены от источников постоянного, либо выпрямленного, либо переменного напряжения; такие сигналы могут быть в виде импульсов, получаемых от разного рода спусковых схем с однопереходными транзисторами, газоразрядными лампами, переключающими диодами, кремниевыми двусторонними ключами (КДК) и пр.

Обозначим режимы управления двунаправленным тиристором:

I + первый квадрант, положительный сигнал;

I — первый квадрант, отрицательный сигнал;

III+ третий квадрант, положительный сигнал,

III—третий квадрант, отрицательный сигнал.

Приборы обладают наибольшей чувствительностью в режимах I+ и III—, несколько меньшей — в режимах I — и значительно меньшей в режиме III+. Поэтому последний режим не следует использовать; если же он необходим в некоторых специальных случаях, то тиристоры должны быть специально отобраны.

Вольт-амперная характеристика управляющего электрода обладает слабой нелинейностью и подобна характеристике двух диодов, включенных встречно-параллельно. Так как она аналогична характеристике входной цепи обычного тиристора, то требования к входным сигналам также аналогичны (см. разд. 4).

7-1-3. Импульсное управление

Так как двунаправленный тиристор часто запускается короткими импульсами от схем с однопереходными транзисторами или переключающими диодами, то сформулируем требования к длительности импульса. На рис. 7-3 показаны входные характеристики прибора, которые определяют требуемые параметры входного сигнала при управлении постоянным током и импульсами шириной 1,5 и 10 *мксек* при температурах перехода —40 и +25° С.

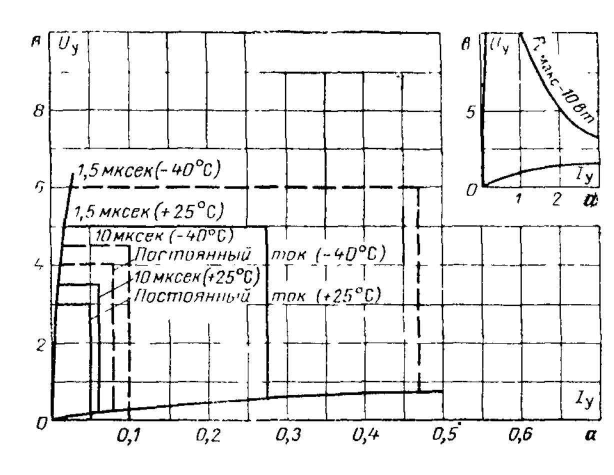


Рис. 7-3. Характеристики управления двунаправленных тиристоров (всех типов) при управлении постоянным током и импульсами 10 *мксек* и 1,5 *мксек*. Характеристики справедливы для режимов I+ и III—. Питание основной цепи ДНТ от источника 12 *в* при температуре 25° С через сопротивление 100 *ом*, при —40° С — через сопротивление 50 *ом*. При управлении импульсами последние имеют прямоугольную форму с временем нарастания 10% от длительности импульса.

Если ширина входных импульсов не превышает 5 *мксек*, то параметры импульса можно выразить через величину заряда, необходимого для отпирания прибора. Этот заряд можно определить по кривым, приведенным на рис. 7-3 для ширины импульса 1,5 *мксек*.

Например, при температуре 25° С и импульсе 1,5 *мксек* управляющий ток отпирания равен 275 *ма*, следовательно, заряд равен 1,5·0,275=0,4125 *мкк*. Это значит, что для получения требуемого импульса конденсатор 0,1 *мкф* должен быть разряжен с перепадом напряжения по крайней мере 4,125 *в*. Очевидно, с таким же успехом можно использовать конденсатор 0,05 *мкф*, разряжаемый с перепадом 8,25 *в*. Входные цепи выпускаемых ДНТ рассчитаны на управление двуполярными импульсами, получаемыми при разряде конденсатора 0,1 *мкф*, через двусторонний ключ типа ST-2. При этом используются режимы I+ и III—. ДНТ также надежно отпираются при разряде конденсатора 0,1 *мкф* через однопереходный транзистор при $U_{бб}$=20 *в*. При этом управление производится отрицательными импульсами и используются режимы I— и III—.

7-1-4. Коммутация двунаправленных тиристоров

Важное различие между двунаправленным и парой обычных тиристоров состоит в том, что в последнем случае каждый тиристор находится в непроводящем состоянии в течение половины периода, тогда как двунаправленный должен выключиться и восстановить управляемость в течение определенного короткого интервала, когда ток переходит через нуль. По этой причине наибольшая рабочая частота существующих ДНТ обычно не превышает 60 *гц*. Способность прибора восстанавливать запирание резко изменяется с температурой. Отказ, связанный с самопроизвольным отпиранием при отсутствии входного сигнала, является верным признаком перегрева структуры.

Работа ДНТ в цепях переменного тока при активно-индуктивной нагрузке имеет некоторые особенности, которые должны быть приняты во внимание. Наиболее существенной из них является большая скорость нарастания напряжения du/dt, прикладываемого к прибору в момент, когда ток проходит через нуль. На рис. 7-4 показано, что отстающий от напряжения по фазе ток становится равным нулю, когда питающее напряжение имеет противоположную полярность и достигло значительной величины. Поэтому после запирания ДНТ, когда ток в цепи равен нулю, это напряжение прикладывается к прибору со скоростью, которая ограничена лишь емкостью монтажа и тиристора C. Для снижения скорости нарастания напряжения параллельно тиристору включают дополнительный конденсатор C_1. Сопротивление R_1 предотвращает колебания, обусловленные резонансом в контуре LC_1, и ограничивает ток разряда C_1 при отпирании тиристора.

В большинстве практических случаев значения $R_1=100$ *ом* и $C_1=0{,}1$ *мкф* ограничивают du/dt до 1 *в/мксек*. Более точно величину R_1 следует подбирать для каждого конкретного применения.

Кроме использования RC-цепочек при индуктивной нагрузке следует применять приборы с уменьшенной чувствительностью к du/dt. Специальные типы ДНТ выдерживают по крайней мере 2 *в/мксек*.

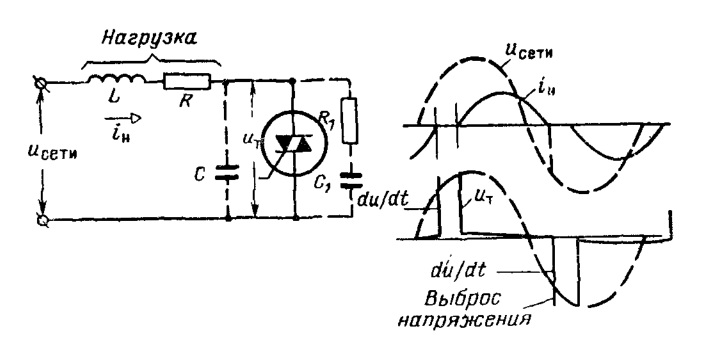


Рис. 7-4. Графики тока и напряжений при индуктивной нагрузке ДНТ и включение RC-цепочки для уменьшения du/dt и выбросов напряжения

7-2. ПРИМЕНЕНИЕ ДВУНАПРАВЛЕННЫХ ТИРИСТОРОВ

Универсальность и простота двунаправленных тиристоров делают их идеальными приборами для широкого диапазона схем, связанных с регулированием мощности переменного тока.

7-2-1. Бесконтактные ключи

Двунаправленный тиристор в качестве бесконтактного ключа в цепях переменного тока позволяет управлять значительной мощностью при малых затратах мощности на управление. Сохраняя все преимущества бесконтактных ключей на однонаправленных тиристорах по сравнению с контактными ключами (отсутствие «дребезга» и подгорания контактов; отсутствие искрения и перенапряжений при регулировании тока в индуктивных цепях, так как выключение происходит всегда при нулевом токе), схема с двунаправленным тиристором содержит значительно меньшее число элементов.

Пример наиболее простой схемы показан на рис. 7-5,*а*. Язычковое магнитное реле в запаянном стеклянном баллоне, управляемое посредством постоянного магнита, обеспечивает несколько миллионов включений. Так как ток через управляющие контакты протекает в течение лишь нескольких микросекунд после их замыкания, то можно использовать и другие самые различные маломощные контактные системы: обычные реле, контактный термометр, контактные датчики давления, программные контактные устройства и т. д. Во многих случаях можно обойтись без пружинящих контактных устройств и таким путем еще более снизить стоимость цепи управления. В подобных схемах используются режимы I+ и III—. На рис. 7-5,*б* показана схема с простым трехпозиционным переключателем в цепи управления. В положении *1* тиристор за-

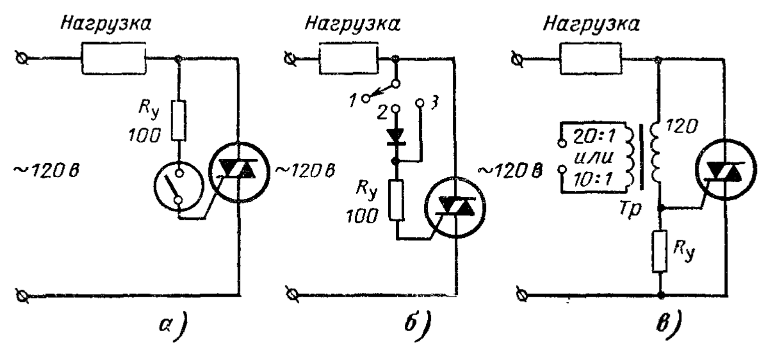


Рис. 7-5. Схемы бесконтактных ключей.

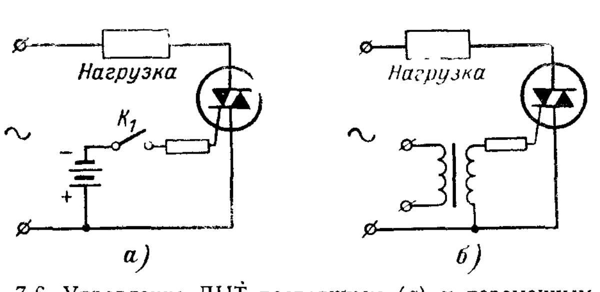


Рис. 7-6. Управление ДНТ постоянным (*а*) и переменным (*б*) током в схеме бесконтактного ключа.

перт и мощность в нагрузке равна нулю. В положении 2 тиристор проводит только одну половину периода (режим половинной мощности), наконец, положение 3 соответствует полной мощности в нагрузке. На рис. 7-5,*в* показана схема с трансформаторным включением управляющего контактного устройства, которое в этом случае может быть низковольтным. Здесь используется изменение сопротивления первичной обмотки трансформатора при замыкании или размыкании вторичной обмотки. Сопротивление $R_у$ должно шунтировать намагничивающий ток трансформатора.

В схемах типа рис 7-5,*а* можно использовать также резонансные реле с острой настройкой на заданную частоту в звуковом диапазоне для выделения команды в многоканальной системе.

На рис 7-6 приведено несколько других полезных схем, иллюстрирующих управление двунаправленным тиристором с помощью сигналов постоянного или переменного тока. Ключ K_1 (рис. 7-6,*а*) может быть заменен транзистором, который управляется терморезистором, фотоэлементом или другим источником, как показано на рис. 7-7. Схема на рис 7-6,*б* позволяет осуществить управление сигналом сетевой частоты при его соответствующей фазировке по отношению к питающей сети. Иногда используют сигнал повышенной частоты (порядка 500 *гц* и выше), который позволяет снизить размер трансформатора. Некоторый разброс момента отпирания, который имеет место в данном случае, обычно несуществен. Применяя частотно-избирательные цепи, можно осуществлять программное телеуправление несколькими объектами, например, посредством сигналов, записанных на магнитной ленте. В любом случае управляющие сигналы должны четко определять «включенное» или «выключенное» состояние цепи управления вследствие некоторой несимметрии двунаправленного тиристора в I и III квадрантах. Иными словами, двунаправленный тиристор не следует использовать как пороговый элемент.

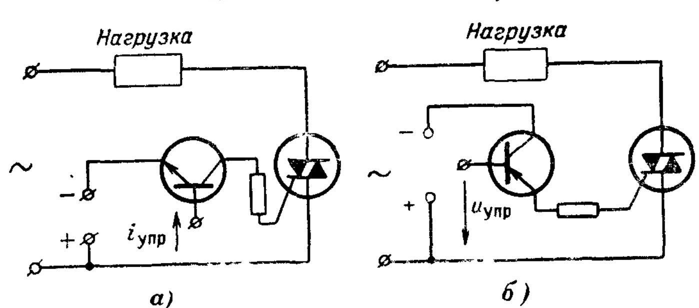


Рис. 7-7 Управление ДНТ с помощью транзистора.
а — управление током $i_{упр}$; *б* — управление напряжением $u_{упр}$.

Схемы с транзисторами, показанные на рис. 7-7, обеспечивают эффективное управление двунаправленными тиристорами с помощью маломощных логических схем постоянного тока. Практический пример схемы такого рода приведен на рис 8-21, где один транзисторный триггер обеспечивает управление двумя мигающими лампами через двунаправленные тиристоры, включенные в сеть 120 *в*. Более подробно статические ключи рассматриваются в разд. 8.

7-2-2. Схемы управления с переключающими диодами

Схема рис. 7-8, содержащая только четыре элемента, обеспечивает непрерывное фазовое регулирование переменного тока. Фазосдвигающая цепь состоит из конденсатора C_1 и переменного резистора R_1. Когда напряжение на конденсаторе достигает напряжения, при котором двусторонний переключающий диод ДПД переходит в проводящее состояние, происходит отпирание тиристора, который проводит ток в течение оставшейся части полупериода. Схема работает в режимах I+, III—. Хотя в этой схеме диапазон регулирования ограничен, и при малых углах проводимости имеет место заметный гистерезисный эффект, она удобна в силу своей простоты для таких объектов относительно небольшой мощности, как лампы накаливания, нагреватели, вентиляторы.

Лучшее качество регулирования можно обеспечить, применяя более сложные схемы управления. В качестве релейных элементов

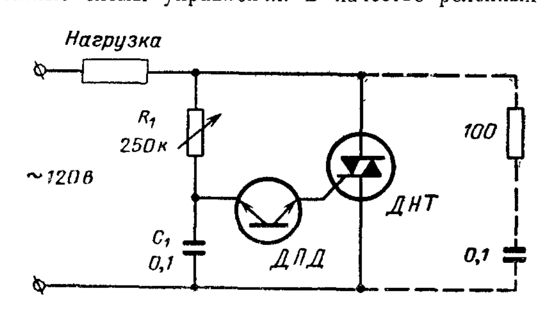


Рис. 7-8 Применение ДНТ для фазового регулирования (*RC*-цепочка, показанная пунктиром, нужна при индуктивной нагрузке).

можно использовать и другие двухэлектродные переключающие приборы, например двусторонний кремниевый ключ. Более подробно такие схемы управления рассматриваются в разд. 9.

7-2-3. Схемы управления с однопереходным транзистором

В более ответственных случаях, особенно в замкнутых системах регулирования, для управления моментом отпирания двунаправленного тиристора можно использовать однопереходный транзистор, осуществляющий сравнение пилообразного и постоянного регулируемого напряжения. Примером может служить схема регулятора температуры (рис. 12-15). Более подробная информация о схемах этого типа приводится в разд. 9. В подобных схемах для получения отрицательных управляющих импульсов следует применять импульсные трансформаторы.

7-3. КОНСТРУКЦИЯ УСТРОЙСТВ С ДВУНАПРАВЛЕННЫМИ ТИРИСТОРАМИ

Для широкого использования ДНТ в самых различных областях фирма *Дженерал Электрик* выпускает готовые комплектные блоки, обеспечивающие различные способы управления В таких блоках, осуществляющих либо ручное фазовое управление, либо бесконтактное управление типа «включено—выключено», все элементы, включая фильтры для подавления радиопомех, но за исключением регулирующих переменных сопротивлений, смонтированы в электрически изолированном от токоведущих частей алюминиевом корпусе (см § 22-3-2) Такой блок (рис. 7-9) может быть смонтирован на корпусе регулируемого объекта, обеспечивающем теплоотвод, необходимый для работы с токами до 10 *а*.

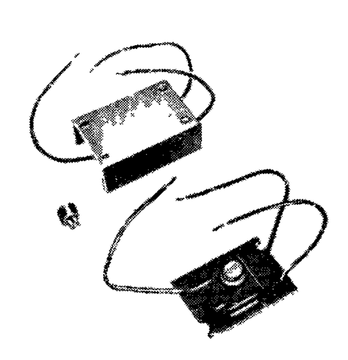


Рис 7-9. Комплектные блоки с ДНТ.

Раздел восьмой

СХЕМЫ СТАТИЧЕСКИХ КЛЮЧЕЙ

8-1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Так как одно- или двунаправленные тиристоры являются приборами с двумя устойчивыми состояниями, то одна из наиболее широких областей использования связана с коммутацией сигналов либо тока в их силовой цепи В данном разделе дается описание схем, в которых тиристоры выполняют функции ключей такого типа, заменяя различные механические и электромеханические контактные устройства В этих случаях тиристоры используются для полного размыкания и замыкания цепи (схемы, в которых они используются для управления величиной среднего значения напряжения или мощности, подводимой к нагрузке, рассматриваются в следующих разделах)

Схемы статических ключей могут быть разделены на две группы схемы с питанием от источников переменного тока, где изменение направления питающего напряжения приводит к запиранию тиристоров, и схемы, питаемые от источников постоянного тока, где тиристоры должны запираться одним из методов, рассмотренных в разд 5 Так как двунаправленные тиристоры предназначены в основном для работы на частоте 60 *гц*, при более высокой частоте питания необходимо использовать встречно-параллельное соединение однонаправленных тиристоров При работе на переменном токе максимальная частота питания ограничивается примерно величиной 30 *кгц*, обусловленной временем восстановления управляемости тиристоров При бо́льших частотах стандартные тиристоры не успевают восстанавливать свою запирающую способность между последовательными полупериодами напряжения питания. При работе на постоянном (а также выпрямленном сглаженном или несглаженном) токе время, предоставляемое для восстановления управляемости, обычно бывает ограничено, и могут потребоваться специальные инверторные тиристоры, такие, как серий С9, С12, С40, С55, С140 или С155 Эти типы тиристоров имеют гарантированное наибольшее время восстановления управляемости.

8-2. СТАТИЧЕСКИЕ КЛЮЧИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

8-2-1. Основная схема с двунаправленным тиристором или встречно-параллельным включением однонаправленных тиристоров

Схемы, представленные на рис 8-1, обеспечивают быструю коммутацию нагрузки в сети переменного напряжения и являются идеальными при частых переключениях Они полностью устраняют прилипание, дребезг, подгорание и истирание контактов, наблюдаемые в электромеханических реле и контакторах. Использование тиристорных реле вместо электромеханических устраняет такую проблему, как различие между током или напряжением срабатывания и отпускания, так как тиристоры полностью запираются в конце каждого полупериода. При правильном выборе сопротивления

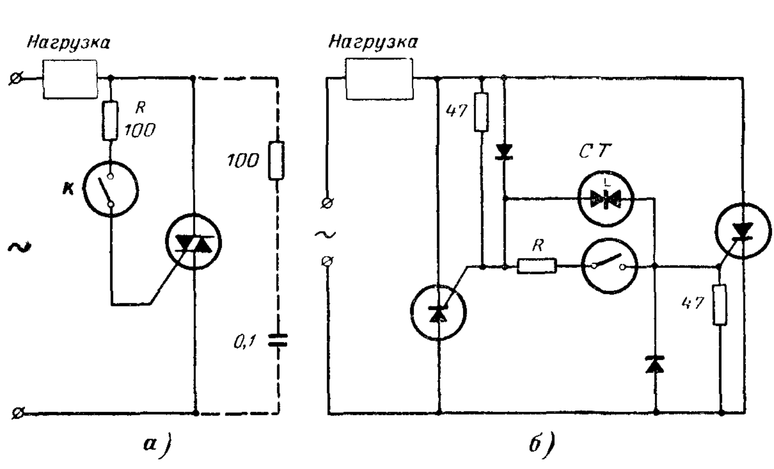


Рис. 8-1. Статические ключи переменного тока.

а — на двунаправленном тиристоре; *б* — на двух однонаправленных, включенных встречно-параллельно.

$$R > \frac{\sqrt{2}U_{сети}}{I_{у.м}} - (R_{нагр}+R_{у}),$$

где $I_{у.м}$ — максимально допустимый управляющий ток тиристора; $R_{у}$ — сопротивление управляющего устройства (контактного датчика). Цепочка *RC*, показанная пунктиром, включается при индуктивной нагрузке.

R схемы могут работать при значительно большем диапазоне изменения напряжений питания, чем обычные реле или контакторы. Это сопротивление *R* предназначено для того, чтобы ограничивать импульсы управляющего тока. Его величина (в которую могут входить внутреннее сопротивление конкретного управляющего устройства и сопротивление нагрузки) должно быть больше, чем амплитуда питающего напряжения, деленная на допустимую амплитуду управляющего тока тиристора.

Если сопротивление *R* слишком велико, то тиристор может отпираться с некоторой задержкой по отношению к началу каждого полупериода. Появление при этом начального угла регулирования приведет при фазовом управлении к снижению напряжения на нагрузке и искажению его формы. Показанные на рис. 8-1 управляющие устройства могут быть механическими или электрическими. В их качестве могут быть успешно использованы фоторезисторы и магнитоуправляемые язычковые герметичные контакты (герконы). Последние управляются переменным или постоянным током, проходящим через окружающую небольшую обмотку, а также близко расположенным небольшим магнитом. В любом случае между входной управляющей цепью, на которую могут поступать сигналы от различных источников, и силовой цепью нагрузки имеется надежная электрическая изоляция. Благодаря малой вольт-амперной на-

грузке контактов, определяемой управляющими током и напряжением, необходимыми для отпирания тиристора, обеспечивается длительный срок службы такой комбинации: тиристор — геркон. Величины тока и напряжения нагрузки определяют номинальные параметры тиристоров. Статический ключ по схеме рис. 8-1,*а* предпочтительнее, чем по схеме рис. 8-1,*б*, так как в первой количество деталей примерно в 3 раза меньше. Поэтому схему рис. 8-1,*б* (и ей подобные схемы с встречно-параллельным соединением тиристоров) есть смысл применять в тех случаях, когда серийно выпускаемые двунаправленные тиристоры не могут обеспечить требуемые нагрузкой ток и напряжение, а также при работе на повышенных частотах.

8-2-2. Статические ключи с внешним источником управляющего сигнала

Если необходимо обеспечить электрическую изоляцию между источником управляющего сигнала и цепью нагрузки без использования промежуточных механических контактов, светового потока или насыщающихся сердечников, либо в тех случаях, когда сильно изменяющееся входное переменное напряжение препятствует удовлетворительному управлению по типу рис. 8-1, двунаправленный тиристор или пара встречно-параллельных однонаправленных может отпираться от отдельного внешнего источника, как показано на рис. 8-2. Здесь высокочастотный транзисторный блокинг-генератор или несинхронизированный генератор импульсов на однопереходном триоде трансформаторно связаны с цепью управляющего электрода тиристоров. Соответствующие схемы генераторов импульсов рассматриваются в § 4-14. Чтобы искажение кривой напряжения на нагрузке и радиопомехи были минимальными, необходимо, чтобы частота генератора управляющих импульсов была достаточно высокой и обеспечивала отпирание тиристоров в начале каждого полупериода. Другие схемы генераторов управляющих импульсов на полупроводниковых транзисторах, пригодные для использования в схемах статических ключей переменного тока, описаны в разд. 9.

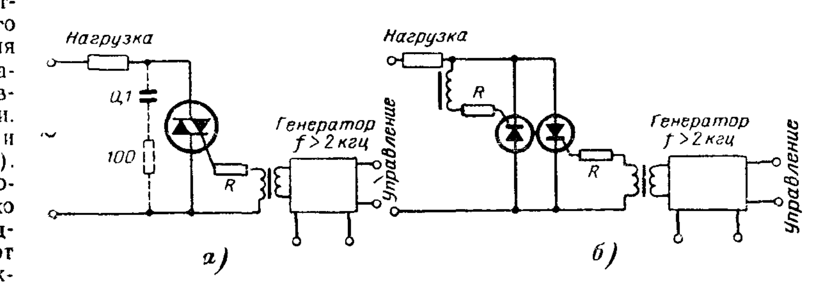


Рис. 8-2. Внешний запуск статических ключей переменного тока.

8-2-3. Другие варианты схем двухполупериодных статических ключей переменного тока

Двухполупериодные статические ключи переменного тока могут осуществляться при помощи различных комбинаций тиристоров и обычных неуправляемых вентилей. Распространенные схемы приведены на рис. 8-3.

В схеме рис. 8-3,*а* используется один однонаправленный тиристор, включенный на выходе выпрямительного моста. Мост выпрямляет переменный ток, преобразуя его в двухполупериодный пульсирующий постоянный ток. Таким образом, один тиристор может управлять током в течение обоих полупериодов переменного напряжения. В такой схеме тиристор запирается в конце каждого полупериода, когда питающее напряжение спадает до нуля. При необходимости нагрузку можно питать несглаженным постоянным током, подключив ее последовательно с тиристором, как показано на рис. 8-3,*б*. В последней схеме при индуктивном характере на-

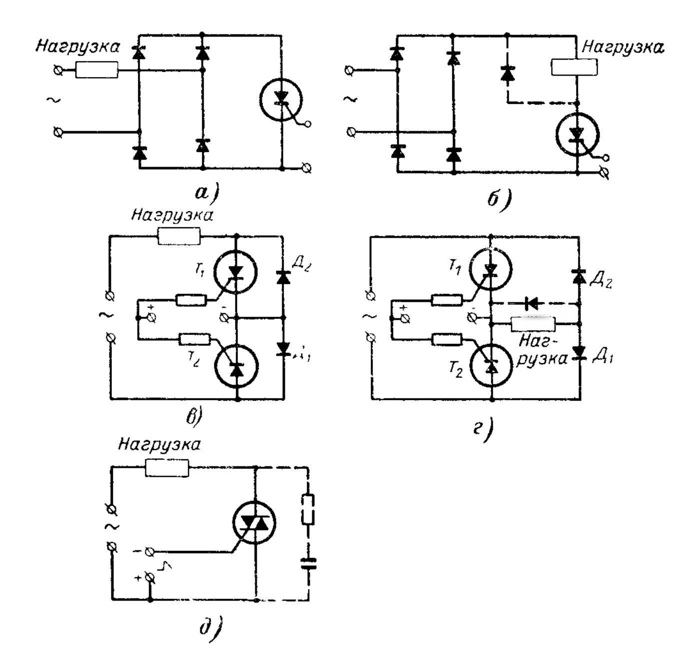


Рис. 8-3. Варианты схем ключей переменного тока.

а — с включением тиристора через диодный мост, нагрузка на стороне переменного тока; *б* — то же, нагрузка на стороне постоянного тока; *в* — с диодно-тиристорным мостом, нагрузка на стороне переменного тока; *г* — то же, нагрузка на стороне постоянного тока; *д* — с двунаправленным тиристором, управляемым постоянным током. Элементы схем, показанные пунктиром, нужны только при индуктивной нагрузке.

грузки параллельно ее зажимам следует включить шунтирующий (буферный) диод, необходимый для коммутации тиристора. В схеме на рис. 8-3,*в* для коммутации нагрузки, включенной на переменном токе, используются два тиристора и два неуправляемых вентиля. Вентили T_1 и $Д_1$ проводят ток в течение одного полупериода питающего напряжения, вентили T_2 и $Д_2$ — в течение второго полупериода.

На рис. 8-3,*г* показана схема с включением нагрузки на постоянном токе, эквивалентная схема на рис. 8-3,*в*; в данной схеме при индуктивной нагрузке шунтирующий вентиль не обязателен. Если сеть переменного тока имеет значительную индуктивность, коммутация диодного моста на рис. 8-3,*а* и *б* происходит столь быстро, что тиристор не успевает восстановить управляемость. В таких случаях схемы рис. 8-3,*в* и *г* дают лучшие результаты. На рис. 8-3,*д* показана схема с двунаправленным тиристором, управляемым постоянным током. В противоположность схеме на рис. 8-1,*б* все тиристоры в схемах на рис. 8-3,*в* и *г* могут непосредственно отпираться общим однополярным управляющим сигналом, так как катоды тиристоров соединены между собой. При низких напряжениях питания в схемах рис. 8-1,*а*—*г* суммарное падение напряжения на тиристоре и диодах может существенно уменьшить напряжение на нагрузке.

8-3. КЛЮЧИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С СИНХРОННОЙ КОММУТАЦИЕЙ, РЕЛЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С САМОУДЕРЖАНИЕМ И ПРОПОРЦИОНАЛЬНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Когда замыкается какой-либо ключ, будь то механический контакт или тиристор, скачкообразное изменение тока порождает значительные радиопомехи. При коммутации значительной активной нагрузки, например мощных электрических нагревателей, желательно эти помехи свести к минимуму. Одним из возможных способов решения этой задачи является отпирание одно- или двунаправленного тиристора в момент, когда напряжение питающей сети переходит через нуль. Этот метод известен как синхронная коммутация, или коммутация при нулевом напряжении. Синхронная коммутация широко используется при регулировании температуры и в других схемах пропорциональных регуляторов. При этом средняя мощность в нагрузке регулируется путем изменения отношения длительности замкнутого состояния ключа, когда к нагрузке прикладывается целое число периодов напряжения сети, к длительности его разомкнутого состояния.

8-3-1. Реле с самоудержанием на базе двунаправленных тиристоров

На рис. 8-4,*а* показана основная схема ключа с самоудержанием на двунаправленном тиристоре. Когда тиристор первоначально заперт, к нему приложено полное напряжение питания, а напряжение на нагрузке равно нулю. Так как управляющий электрод

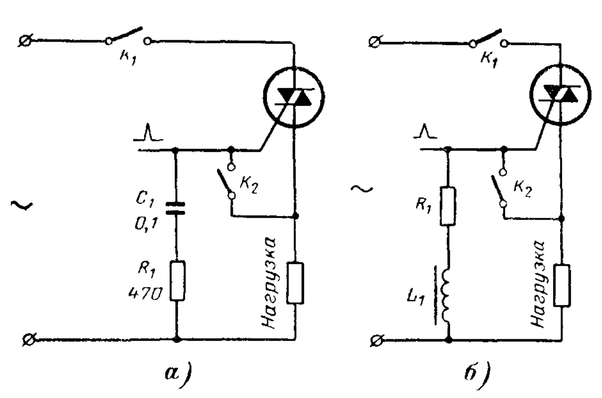


Рис. 8-4. Статические ключи на двунаправленных тиристорах с самоудержанием.

имеет практически тот же потенциал, что нижний вывод тиристора, то напряжение на цепочке R_1C_1 также отсутствует. После отпирания тиристора управляющим импульсом напряжение сети прикладывается к нагрузке и к цепочке R_1C_1 Ток через эту цепочку, сдвинутый практически на 90° относительно напряжения, достигает максимума в момент, когда напряжение на нагрузке переходит через нуль, обеспечивая повторное отпирание тиристора (подхватывание) в начале каждого следующего полупериода. Для этой схемы должны использоваться специально отобранные двунаправленные тиристоры, так как здесь используются режимы III+ и I— (см. разд. 7).

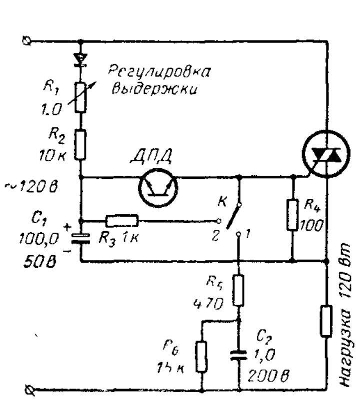


Рис. 8-5. Реле времени на двунаправленном тиристоре с выдержкой до 60 *сек.*

Аналогично работает и схема на рис. 8-4,*б*, где тиристор отпирается внешним импульсом, после чего под действием напряжения на зажимах нагрузки, равного сетевому, начинает протекать ток в цепочке R_1L_1, отстающий почти на 90° от напряжения. В момент окончания положительного полупериода напряжения сети этот ток продолжает вытекать из управляющего электрода, вызывая повторное отпирание тиристора, когда его верхний вывод становится отрицательным. В отличие от схемы рис. 8-4,*а* здесь используются режимы I+ и III—, благодаря чему специальный отбор тиристоров не требуется.

Мгновенное значение тока в цепочках R_1C_1 или R_1L_1 (рис. 8 4)

в момент изменения полярности напряжения сети должно быть определено из условия отпирания тиристора. Следовательно, необходимо так выбрать значения R_1, C_1 или R_1, L_1, чтобы обеспечить достаточную амплитуду этого тока. В случае реактивной нагрузки ток нагрузки оказывается сдвинутым по фазе по отношению к напряжению сети, так что для режима подхватывания тиристора можно использовать только резисторы R_1 (без реактивных элементов) при условии, что они обеспечивают достаточный управляющий ток в момент, когда ток нагрузки изменяет знак.

Следует заметить, что если тиристор будет однажды отперт случайно, например импульсом помехи, то подхватывающие свойства схемы обеспечат его повторное включение в начале каждого следующего полупериода, пока схема не будет выключена.

На рис. 8-5 представлена схема реле времени, использующая подхватывающие свойства описанных цепей. После переброса контакта *К* в положение *1* начинается заряд конденсатора C_1, и, когда он зарядится до напряжения отпирания двустороннего переключающего диода *ДПД*, тиристор отпирается и напряжение подается на нагрузку. Длительность задержки определяется постоянной времени $(R_1+R_2)C_1$. Чтобы выключить схему, надо путем переброса *К* в положение *2* разрядить конденсатор C_1 через R_3 и R_4.

8-3-2. Тиристорный ключ с зависимым управлением на отрицательном полупериоде

На рис. 8-6 показана схема, где один из встречно-параллельно включенных тиристоров отпирается в начале отрицательного полупериода после того, как на положительном полупериоде другой тиристор отпирается внешним сигналом. Когда отпирается тиристор T_1, конденсатор C_1 заряжается через диод и резистор R_1 Затем C_1 разряжается через R_2 и управляющий электрод тиристора T_2 и обеспечивает в начале отрицательного полупериода необходимый для его отпирания ток. Чтобы снова отпереть тиристор T_1 с приходом положительной полуволны, надо снова подать импульс управления, в противном случае оба тиристора останутся запертыми; иными словами, данная схема не обладает свойствами самоудержания (подхватывания) во включенном состоянии.

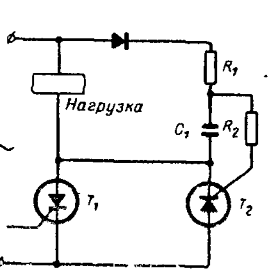


Рис. 8-6 Статический тиристорный ключ с зависимым управлением на отрицательном полупериоде.

Другая разновидность зависимого синхронного переключения показана на рис. 8-7. Здесь при отсутствии внешнего сигнала постоянного тока тиристоры T_1 и T_2 проводят ток и обеспечивают на зажимах нагрузки синусоидальное напряжение. Независимо от момента подачи управляющего сигнала напряжение всегда прикладывается к нагрузке в начале очередного периода и имеет практи-

Рис 8-7. Схема статического ключа переменного тока, обеспечивающая коммутацию в момент перехода напряжения через нуль.

чески синусоидальную форму с очень малыми разрывами, обеспечивая тем самым минимум радиопомех. Тиристор T_2 является ведомым по отношению к первому, и его отпирание происходит в начале отрицательного полупериода за счет энергии, накопленной в индуктивности L_1. При подаче управляющего сигнала на тиристор T_3 прекращается отпирание T_1, так как его управляющий электрод оказывается закороченным с катодом; при этом нагрузка обесточена. Подобные схемы незаменимы не только в тех случаях, когда желателен низкий уровень радиопомех, но и в условиях, когда скачок намагничивающего тока трансформатора при включении может вызвать срабатывание предохранителя и когда в непосредственной близости с силовым устройством работает чувствительная аппаратура.

8-3-3. Пропорциональное регулирование при синхронной коммутации

Схема на рис. 8-8 является однополупериодным регулятором температуры, т е тиристор либо отпирается в начале соответствующего полупериода, либо полностью заперт.

Этот дешевый бесконтактный регулятор выполняет те же функции, что и автоматический регулятор с биметаллическим контактом, которым, например, снабжаются подогреватели одеял. Он с равным успехом может применяться с любой маломощной нагрузкой в виде различного рода нагревателей мощностью до 180 *вт*. Принцип действия схемы диод и конденсатор C_1 питают постоянным напряжением четырехплечий мост, плечами которого являются резисторы R_1 и R_2, терморезистор *ТР* и резисторы R_3 и R_4. К выходной диагонали этого моста присоединены зажимы эмиттер — база транзистора $ПТ_1$, который усиливает возникающее напряжение небаланса. Если мост сбалансирован (с помощью R_2), то $ПТ_1$.

заперт, и базовый ток транзистора $ПТ_2$ практически равен нулю В начале каждого положительного полупериода напряжения сети до момента открывания диода через конденсатор C_2 протекает ток в цепь управляющего электрода тиристора, в результате чего он отпирается и напряжение прикладывается к нагрузке Заметим, что когда диод начал проводить, напряжение на конденсаторе C_2 фиксируется на уровне напряжения на C_1 и входной ток тиристора исчезает. Тиристор может включаться только в начале положительного полупериода, что уменьшает радиопомехи

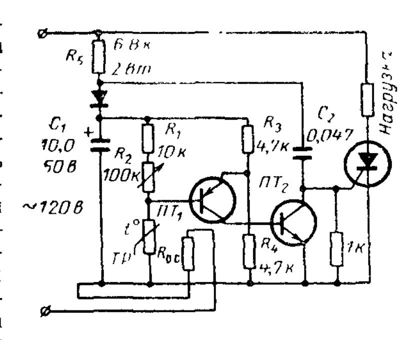


Рис. 8 8. Однополупериодная схема статического ключа для регулирования температуры.

Когда через нагрузку протекает ток, нагреватель обратной связи $R_{о\,с}$ повышает температуру терморезистора *ТР* За счет уменьшения сопротивления терморезистора мост выходит из равновесия, транзистор $ПТ_1$ начинает проводить ток, который насыщает транзистор $ПТ_2$, и последний шунтирует входную цепь тиристора Тиристор запирается, и напряжение снимается с нагрузки до тех пор, пока терморезистор не охладится вновь до комнатной температуры. Интервалы «включено—выключено» чередуются с периодичностью, обусловленной температурой среды, причем время включенного состояния увеличивается, если температура понизилась, и обратно Если $R_{о\,с}$ является тепловой моделью нагрузки, то схема может использоваться для стабилизации температуры нагрузки при колебаниях окружающей температуры и напряжения сети.

Более сложная двухполупериодная схема пропорционального регулирования (рис. 8-9) эффективна в тех случаях, когда жела-

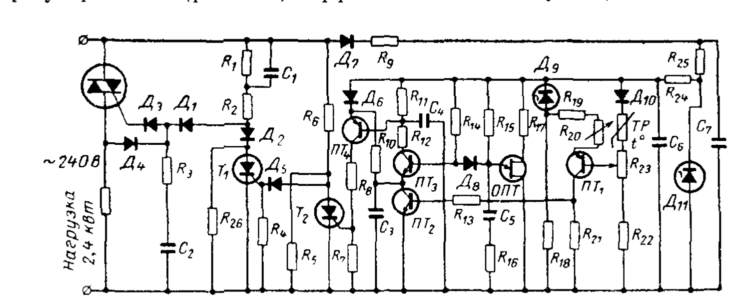


Рис 8-9 Пропорциональный регулятор температуры на базе двухполупериодного ключа переменного тока, коммутирующего в момент перехода напряжения через нуль.



Рис. 8-10. К пояснению регулирования относительной длительности включенного состояния в схеме рис. 8-9.

тельно получить регулируемый коэффициент усиления при сохранении синхронной коммутации (коммутации при нулевом напряжении).

Принцип действия схемы следующий. Элементы $Д_7$, R_9, R_{25}, C_7, $Д_{11}$, R_{24} и C_6 образуют стабилизированный источник постоянного напряжения. В мостовую схему входят $Д_9$, R_{19}, R_{20}, $ПТ_1$, R_{21}, $Д_{10}$, TP, R_{23} и R_{22}. С увеличением или уменьшением сопротивления терморезистора TP при изменениях температуры напряжение небаланса моста подается на транзистор $ПТ_1$ и затем усиливается транзистором $ПТ_2$. В результате изменяется уровень напряжения на эмиттере $ПТ_3$. Однопереходный транзистор $ОПТ$ с цепочкой C_5—R_{15} вырабатывает низкочастотное пилообразное напряжение, причем амплитуда этой пилы фиксирована величиной потенциала переключения $ОПТ$. Когда $ОПТ$ переключается, конденсатор C_5 быстро разряжается, низкий уровень потенциала эмиттера $ОПТ$ через открытый диод $Д_8$ передается на базу $ПТ_3$, запирая его и фиксируя запертое состояние $ПТ_4$ и тиристора T_2. Вследствие этого тиристор T_1 отпирается и шунтирует управляющую цепь двунаправленного тиристора T_3, отключая нагрузку от сети. Когда напряжение на C_5 приблизительно достигает уровня потенциала коллектора $ПТ_2$, триоды $ПТ_3$, $ПТ_4$ и тиристор T_2 отпираются, тиристор T_1 остается запертым, и нагрузка через T_3 подключается к сети. Таким образом, напряжение смещения на коллекторе $ПТ_2$ управляет относительной длительностью включенного состояния T_3. Эта относительная длительность определяется в конечном счете сопротивлением терморезистора. Сказанное иллюстрируется рис. 8-10. Подхватывающее действие двунаправленного тиристора T_3 и тиристора T_1 всегда гарантирует коммутацию нагрузки в момент нулевого напряжения сети.

Для более детального рассмотрения пропорционального регулирования следует обратиться к разд. 12.

8-4. СХЕМА ДЛЯ ОДНОРАЗОВОГО ОТПИРАНИЯ ТИРИСТОРА

На рис. 8-11 приведена схема, обеспечивающая при питании сети переменного тока проводимость тиристора в течение только одного полупериода. Запуск осуществляется при переводе кнопочного переключателя K в положение 1, причем тиристор отпирается всегда в начале положительного полупериода независимо от того, когда в течение двух предшествующих полупериодов было произведено включение K. Тиристор не будет снова отпираться до тех пор, пока кнопка не будет отпущена и затем вновь нажата. Подобное управление необходимо в некоторых случаях для питания испытательных установок, соленоидных приводов электрических заклепочных пистолетов, импульсных молотов и т. д., где ток нагрузки должен проходить только в течение одного полупериода.

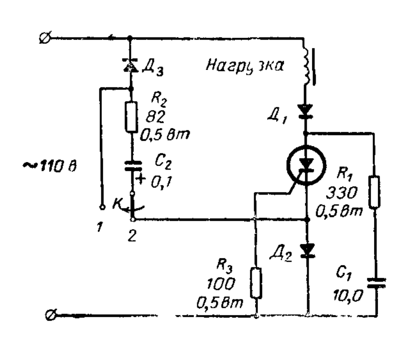


Рис. 8-11. Схема с одноразовым отпиранием тиристора. Параметры цепи R_1, C_1 должны быть согласованы с удерживающим током тиристора (см. текст).

В течение положительного полупериода конденсатор C_1 заряжается через нагрузку, диод $Д_1$ и резистор R_1. До тех пор, пока кнопочный переключатель K находится в положении 1, тиристор будет заперт. Когда K переведен в положение 2, то при отрицательном полупериоде напряжения сети зарядный ток конденсатора C_2 (через R_3, входные зажимы тиристора, резистор R_2 и диод $Д_3$) откроет тиристор, так как C_1 поддерживает на его аноде положительное напряжение. Тиристор будет оставаться в открытом состоянии до начала положительного полупериода за счет того, что ток разряда C_1, определяемый величиной R_1, больше удерживающего тока. Постоянная времени цепи C_1R_1 должна быть выбрана так, чтобы условие $i_{разр} > I_{удерж}$ выполнялось не более чем в течение одного полупериода, поскольку в противном случае тиристор останется открытым в течение последующих полупериодов. После того как C_2 зарядится, управляющий ток будет отсутствовать, даже если K остается в положении 2. Чтобы отпереть тиристор снова, надо перевести K в положение 1 и разрядить C_2.

8-5. РЕГУЛЯТОР ЗАРЯДНОГО ТОКА АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ

Рисунок 8-12 иллюстрирует относительно простой способ использования тиристора в качестве регулятора для зарядного выпрямителя; при этом устраняются многие недостатки, свойственные электромеханическим реле напряжения: прилипание, обгорание контактов, различие уровней срабатывания и отпускания, износ подвижной части и т. д. Рассматриваемая схема дает возможность заряжать 12-вольтовую аккумуляторную батарею током до 6 *а*. Зарядные устройства для других напряжений от 6 до 600 *в* и токов вплоть до 300 *а* также могут быть выполнены на подобном принципе.

Когда напряжение заряжаемой батареи достигает значения, соответствующего полной зарядке, тиристор отключается и батарея переходит в режим дозарядки малым током, определяемым величиной R_4.

Двухполупериодный выпрямитель на вентилях $Д_4$ и $Д_5$ питает постоянным током аккумуляторную батарею через последовательно включенный с ней тиристор T_1. При низком напряжении батареи

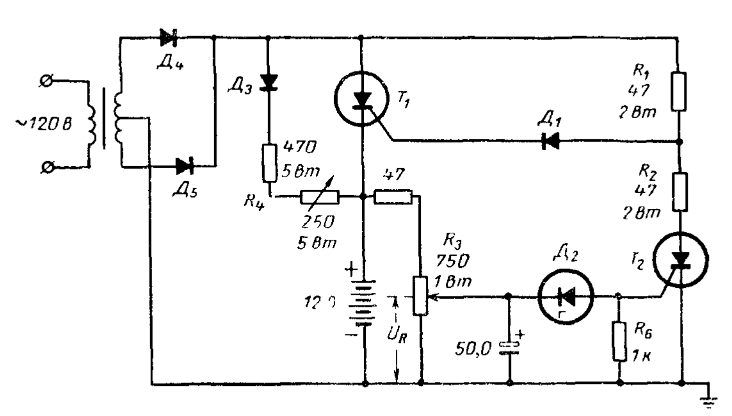


Рис. 8-12. Регулятор зарядного тока аккумуляторной батареи.

тиристор отпирается в течение каждого полупериода через резистор R_1 и диод $Д_1$. При этом напряжение на движке потенциометра R_3 ниже порогового напряжения стабилитрона $Д_2$, и тиристор T_2 не может отпираться. Когда напряжение батареи приближается к значению полного заряда, тиристор T_2 начинает отпираться в течение каждого полупериода. Сначала его угол отпирания равен $\pi/2$ (после начала каждого полупериода), так как в этот момент питающее напряжение и напряжение на батарее максимальны. По мере того как напряжение батареи поднимается еще выше, угол отпирания T_2 уменьшается до тех пор, пока T_2 не будет отпираться, до того как напряжение на аноде T_1 достигнет величины, необходимой, чтобы отпереть T_1. Когда T_2 отпирается первым в начале каждого полупериода, делитель напряжения R_1, R_2 создает обратное смещение на управляющем электроде $Г_1$, и последний остается запертым. Ток буферного подзаряда проходит через диод $Д_3$ и резисторы R_4. Заряд полным током начинается автоматически, когда напряжение батареи упадет и T_2 перестанет отпираться либо его угол отпирания увеличится.

8-6. СТАТИЧЕСКИЙ КЛЮЧ ПОСТОЯННОГО ТОКА

На рис. 8-13 показана схема статического тиристорного ключа постоянного тока. Когда к управляющему электроду T_1 приложен сигнал, тиристор отпирается и напряжение прикладывается к нагрузке. Правая обкладка конденсатора C заряжается положительно относительно левой через R_1. Когда отпирается T_2, конденсатор C оказывается включенным между зажимами T_1, в результате чего этот тиристор мгновенно получает обратное напряжение между анодом и катодом. Это напряжение отключает T_1 и прерывает ток нагрузки при условии, что управляющий сигнал не подается одновременно к управляющим электродам обоих тиристоров.

Тиристор T_1 должен подбираться с таким расчетом, чтобы максимальный ток нагрузки не выходил за пределы его номинальных данных. Поскольку T_2 должен проводить кратковременно, то его средний допустимый ток может быть меньше, чем у T_1. Минимальная величина коммутирующей емкости C может быть определена по следующим уравнениям:

для омической нагрузки $C \geqslant 1,4 t_в I/E$, *мкф*; (8-1)

для индуктивной нагрузки $C \geqslant t_в I/E$, *мкф*, (8-2)

где $t_в$ — время восстановления управляемости T_1, *мксек*; I — максимальный ток нагрузки в момент коммутации (включая возможные перегрузки), *а*; E — минимальное питающее постоянное напряжение, *в*.

Для уменьшения емкости C желательно в качестве T_1 выбирать тиристор инверторного типа. Сопротивление R_1 должно быть в 10—100 раз меньше минимальной величины прямого сопротивления T_2 в запертом состоянии. Последняя величина может быть получена по известной величине тока утечки (или с помощью прямых вольт-амперных характеристик) для рассматриваемого тиристора.

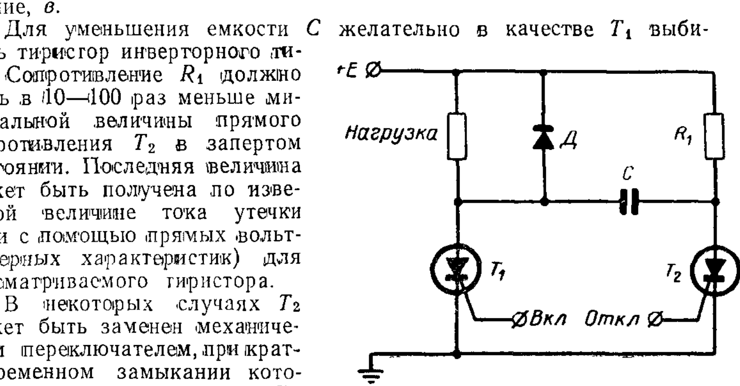


Рис. 8-13. Схема статического ключа постоянного тока. Диод $Д$ — для индуктивной нагрузки.

В некоторых случаях T_2 может быть заменен механическим переключателем, при кратковременном замыкании которого происходит запирание T_1. Кроме рассмотренной, могут быть получены другие схемы статических выключателей постоянного тока.

8-7. РЕЛЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА С САМОУДЕРЖАНИЕМ И СИЛОВОЙ ТРИГГЕР

При включении в схеме рис. 8-13 вместо резистора R_1 второй нагрузки и при выборе соответствующим образом T_2 можно получить статический аналог однополюсного реле с самоудержанием на два положения. В этом случае емкость коммутирующего конденсатора C должна быть выбрана в соответствии с наибольшей по

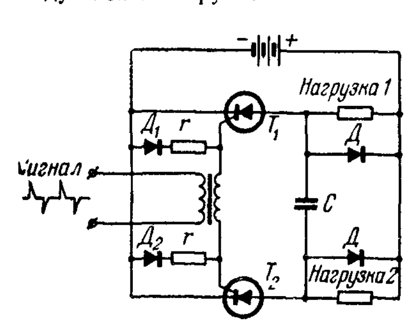


Рис. 8-14. Тиристорное реле с двумя устойчивыми положениями (триггер). Диоды $Д$ — для индуктивной нагрузки.

току из двух нагрузок При подаче на управляющие электроды последовательности из разнополярных импульсов, как показано на рис. 8-14, схема работает как мощный триггер. Для управления подобными устройствами также могут быть использованы синусоидальные или прямоугольные сигналы.

8-8. ТИРИСТОРНЫЕ СХЕМЫ ЗАЩИТЫ

Способность тиристора быстро отпираться дает возможность создавать на них весьма эффективные схемы для защиты различного оборудования от перенапряжений и сверхтоков.

8-8-1. Защита в цепях переменного тока от перенапряжений

Схема на рис. 8-15 показывает возможный способ использования тиристора вместо контактора для защиты выпрямительного агрегата, питающего нагрузку, которая может при определенных условиях переходить в генераторный режим, например электродвигатель постоянного тока. Между выходным зажимом каждой из двух вентильных групп мостового выпрямителя и одной из фаз сети переменного тока включено по тиристору последовательно с ограничивающими ток сопротивлениями. В нормальных условиях работы ни один из тиристоров не проводит и энергия в сопротивлениях R не теряется. Однако, когда напряжение на шинах постоянного тока повышается до величины, определяемой пороговым напряжением стабилитронов CT_1 и CT_2, тиристоры T_1 и T_2 отпираются, включая сопротивления R и не давая возможности обратному напряжению повредить силовые вентили выпрямителя. Как только напряжение на зажимах нагрузки спадет ниже напряжения источника переменного тока, T_1 и T_2 под действием напряжения сети возвращаются в свое непроводящее состояние.

Поскольку тиристоры переключаются в состояние высокой проводимости в течение микросекунд, они могут быть использованы для устранения перенапряжений при скоростях нарастания, значительно больших чем те, при которых могут успешно использоваться электромеханические устройства, такие, как реле.

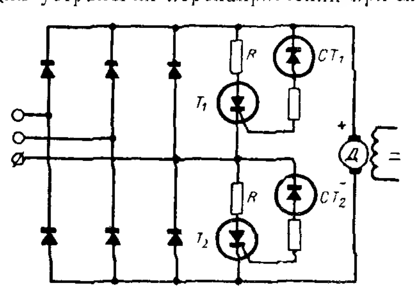


Рис. 8-15. Защита вентилей выпрямителя от перенапряжений при переходе питаемого двигателя в генераторный режим.

На рис. 8-16 показана схема, которая может быть применена для защиты от переходных перенапряжений в самой сети переменного тока. Когда напряжение сети превышает пороговое напряжение стабилитрона CT, происходит отпирание T_1 или T_2 в зависимости от полярности переменного напряжения в данный момент. Сопротивление R_1 ограничивает ток до величины, которую кратковременно может выдержать тиристор. В случае тиристоров типа C35 R_1 должно ограничивать ударный ток в течение одного периода до величины, не большей 150 *а*. Подключение такой дополнительной нагрузки снижает переходные перенапряжения, которые воспринимаются при этом сопротивлением сети переменного тока. Перемена полярности напряжения в цепи переменного тока в конце полупериода отключает проводящий тиристор.

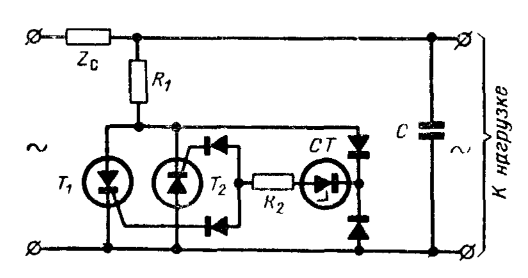


Рис. 8-16. Схема защиты от перенапряжений сети переменного тока с использованием тиристора.
Z_c — сопротивление сети.

8-8-2. Максимальные токовые выключатели

В некоторых схемах с фазовым управлением аварийный ток, вызванный коротким замыканием, может достичь за время одного периода значений, приводящих к разрушениям тиристоров. Это не допускает применения в качестве защиты обычных автоматов. В некоторых типах инверторов, работающих на постоянном токе, может также оказаться желательным иметь быстродействующие электронные выключатели, например в случае срыва коммутации (опрокидывания инвертора).

Выключатели защиты, простейший тип которых показан на рис. 8-17, вполне успешно выполняют такую функцию. Это устройство может быть включено последовательно в цепи постоянного тока выпрямителя с фазовым управлением или инвертора.

Данный прерыватель представляет собой по существу мощный ключ, коммутируемый параллельной емкостью. При кратковременном нажатии на кнопку *Пуск* тиристор T_1 начинает проводить ток и подводит мощность к нагрузке, если ток нагрузки выше минимального удерживающего тока T_1. Конденсатор C заряжается через R_4 до напряжения питания, причем правая обкладка конденсатора оказывается положительной относительно левой. Когда T_2 отпирается при кратковременном замыкании кнопки *Стоп*, положительная обкладка конденсатора C оказывается соединенной с катодом T_1, в связи с чем этот вентиль запирается и размыкает цепь нагрузки. T_2 может быть также открыт от падения напряжения на R_1 при прохождении через это сопротивление тока на-

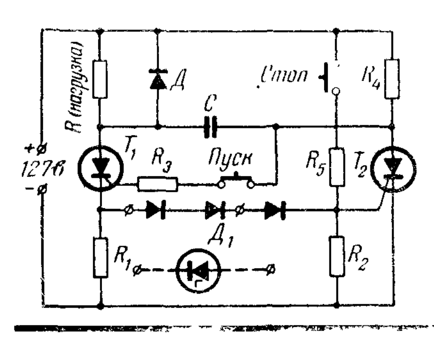


Рис. 8-17. Выключатель постоянного тока для защиты от сверхтоков.

R_2 — 220 *ом*, 0,5 *вт*; R_3 — 10 *ом*, 0,5 *вт*, R_4 — 2,2 *ком*, 10 *вт*, R_5 — 2,2 *ком*, 5 *вт* T_1T_2 типа С40В, $R_1=3/I_{комм}$, *ом*, $C_1=0{,}4I_{комм}$, *мкф*

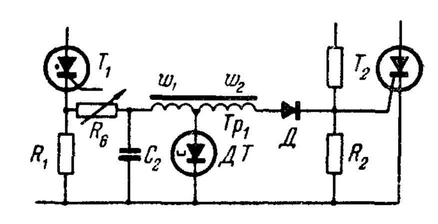


Рис. 8-18. Чувствительная схема с использованием туннельного диода для приведения в действие выключателя по рис. 8-17 с целью защиты от сверхтоков.

R_6 — 250 *ом*, R_9 — 1 *ком*, 0,5 *вт*, C_2 — 2 *мкф*, 10 *в*; *Тр1* — трансформатор с воздушным зазором, $w_1=50$; $w_2=500$, T_2 типа С106В.

грузки, если величина падения напряжения на R_1 минус прямое падение напряжения на цепочке диодов $Д_1$ окажется достаточной для отпирания T_2. При помощи регулировки величины R_1 и подбора соответствующего числа последовательных диодов $Д_1$ можно получить схему, которая будет прерывать ток перегрузки или ток короткого замыкания при заранее заданной величине. Чтобы обеспечить стабильный ток отключения при колебаниях температуры, все последовательные диоды, за исключением одного, должны быть заменены стабилитроном. Для обеспечения более точного отключения можно использовать схему электронного реле напряжения на однопереходном транзисторе.

Характеристики туннельного диода могут быть также успешно использованы для выдачи управляющего сигнала при превышении некоторой величины тока. Туннельный диод характеризуется очень стабильной величиной тока, при которой происходит его переключение с небольшого на относительно большое сопротивление. Это в сочетании с очень незначительным падением напряжения делает эти диоды почти идеальными приборами для данного использования. Схема, реагирующая на токи перегрузки с использованием туннельного диода для выключателя, подобного приведенному на рис. 8-17, помещена на рис. 8-18. Основной ток нагрузки проходит через T_1 и R_1, которое шунтируется R_6, туннельным диодом *ДТ* и первичной обмоткой трансформатора *Тр*. Сопротивления R_6 и R_1 подбираются с таким расчетом, чтобы при максимальной нагрузке через туннельный диод проходил ток менее 20 *ма*. При этом сопротивление *ДТ* остается малым. Если ток нагрузки возрастет до значения, при котором через *ДТ* начинает проходить ток более 20 *ма*, то диод мгновенно переключается в состояние более высокого сопротивления. Если в течение интервала переключения ток через туннельный диод будет сохраняться неизменным, то напря-

жение на его зажимах повысится примерно в 5 раз. Это внезапное изменение напряжения на зажимах *ДТ* создаст импульс напряжения на первичной обмотке $Тр_1$, который будет повышен его вторичной обмоткой (включенной по автотрансформаторной схеме) и приложен к управляющему электроду T_2. В результате отпирания T_2 произойдет отключение нагрузки. Значение тока выключения стабильно с точностью до нескольких процентов в широком диапазоне температур и не зависит от характеристик отпирания T_2.

Параметры на рис. 8-17 относятся к напряжению источника постоянного тока 127 *в*. При использовании тиристоров типа С40 коммутируемый ток короткого замыкания не должен превышать 100 *а*, чтобы не перегрузить тиристор T_2 в момент переключения.

Благодаря быстрому коммутирующему действию тиристоров ток короткого замыкания может быть прерван задолго до того момента, когда он достигнет разрушающей величины. При испытаниях с мощными источниками, имевшими малое внутреннее сопротивление, когда скорость нарастания тока короткого замыкания достигала примерно 10^6 *а/сек*, этот тип выключателей ограничивал ток короткого замыкания до величины менее 50 *а* и обеспечивал прерывание цепи нагрузки менее чем за 20 *мксек* после появления перегрузки.

В некоторых случаях, требующих высокой надежности, подобные схемы могут быть использованы как быстродействующие переключатели, обеспечивающие включение второй нагрузки при выходе из строя первой. Так, например, в схеме рис. 8-17 вместо сопротивлений R_4 и R могут быть включены электродвигатели. Если один из двигателей будет поврежден, то переключатель выключает его и включает резервный. Такое переключение может осуществляться в течение нескольких микросекунд.

Конденсатор *C* должен обладать достаточной емкостью, чтобы обеспечить коммутацию тока короткого замыкания в момент отключения цепи. Другими словами, он должен давать обратное напряжение на T_1 как минимум в течение 12 *мксек* (при использовании тиристоров типа С40), так как T_1 должен надежно восстановить свою способность запирать ток, чтобы защитить цепь от дальнейшего прохождения тока короткого замыкания.

8-8-3. Быстродействующий выключатель с электронным управлением

Устройство, схема которого показана на рис. 8-19, хорошо зарекомендовало себя при защите цепей постоянного тока от переходных перенапряжений в питающей сети и от коротких замыканий в цепи нагрузки. Если напряжение источника питания превысит допустимую максимальную величину, определяемую уставкой потенциометра R_1, то напряжение на эмиттере $ОПТ_1$ превысит напряжение точки максимума, что вызовет отпирание $ОПТ_1$ и отпирание тиристора. Тогда к расцепляющей катушке выключателя будет приложено полное напряжение сети, что заставит выключатель разомкнуть цепь питания постоянного тока. Такое устройство не только повышает скорость срабатывания выключателя при перенапряжениях, но и создает одновременно дополнительную нагрузку

Рис. 8-19. Полупроводниковое реле защиты цепей постоянного тока от перенапряжений и сверхтоков.

на шинах постоянного тока, препятствующую возрастанию напряжения на нагрузке, пока выключатель не сработает. Кроме того, устройство защищает также нагрузку и источник питания от токов короткого замыкания, что осуществляется с помощью сопротивления R_3, по которому проходит ток нагрузки.

Когда напряжение на зажимах R_3 превысит заданную максимальную величину, определяемую уставкой потенциометра R_2, напряжение на эмиттере $ОПТ_2$ превысит точку максимума, вызывая, как и ранее, отпирание $ОПТ_2$ и тиристора. Благодаря стабильному напряжению отпирания ОПТ напряжение срабатывания на R_3 может быть весьма небольшим. В большинстве случаев вполне достаточна величина от 100 до 500 *мв*. Если требуется защита только от перенапряжении, то схему на рис. 8-19 можно упростить, исключив $ОПТ_2$ и связанные с ним элементы. Если же требуется обеспечить защиту только от токов перегрузки, то можно исключить $ОПТ_1$ и связанную с ним часть схемы.

В схеме на рис. 8-19 диод $Д_1$ и конденсатор C_3 используются для сглаживания кратковременных перенапряжений, которые могут вызвать случайное отключение цепи. Сопротивления потенциометров R_1 и R_2 подбираются с таким расчетом, чтобы соответствующие постоянные времени с конденсаторами C_1 и C_2 обеспечивали при отключениях требуемые вольт-секундные характеристики.

Тиристор является идеальным элементом для данного типа цепей именно благодаря своей способности отпираться в течение нескольких микросекунд после подачи сигнала. Для более сильноточных схем вместо тиристора C22F могут быть использованы вентили серий C35F или C50F. В последнем случае импульс потребляемого от источника тока может доходить до 2 000 *а* в течение 2 *мсек*.

8-9. СХЕМЫ ПРЕРЫВАТЕЛЕЙ ДЛЯ МИГАЮЩЕГО СВЕТА

Схемы прерывателей для ламп накаливания широко используются в системах питания уличных светофоров, навигационных и авиационных маяков и рекламного освещения. Одно- или двунаправленные тиристоры являются идеальными приборами для использования в данных областях, поскольку они могут работать в пределах широкого диапазона токов и напряжений, обеспечивая

при этом значительно бо́льшую надежность, чем обычные электромеханические устройства. Они имеют явные преимущества перед мощными полупроводниковыми триодами, так как не требуют значительного запаса по допустимому току для того, чтобы выдерживать большие броски тока при включении ламп накаливания. Комбинация ОПТ и тиристора в данной области дает превосходные результаты, так как при этом создается возможность весьма просто обеспечить широкий диапазон изменения частоты включения света при высокой стабильности по частоте или по интервалам «включено» и «выключено».

8-9-1. Прерыватель на постоянном токе

Схема на рис. 8-20 иллюстрирует основной принцип прерывателя на базе тиристора и ОПТ, который может быть легко модифицирован или упрощен в соответствии со специфическими требованиями применения.

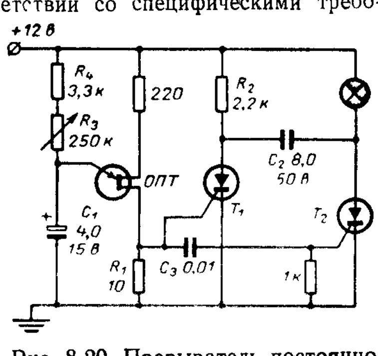


Рис 8-20 Прерыватель постоянного тока для импульсного включения лампы накаливания.

Релаксационный генератор на ОПТ обеспечивает управляющие импульсы для тиристоров T_1 и T_2. Предположим, что T_2 отперт и лампа горит. При подаче следующего управляющего импульса откроется T_1, а T_2 запрется Так как длительность управляющих импульсов меньше времени коммутирующего отрицательного напряжения на аноде, то T_2 вновь открыться не может и его отпирание произойдет вновь только при подаче очередного управляющего импульса. Одновременное отпирание обоих тиристоров, при котором дальнейшая коммутация невозможна, предотвращается за счет выбора R_2 столь большой величины, что T_1 может проводить ток только короткое время при разряде C_2. Таким образом, конденсатор C_2 почти все время поддерживается в заряженном состоянии с полярностью, необходимой для запирания T_2. При указанных на рис 8-20 параметрах частота вспышек может с помощью R_3 изменяться от 36 до 160 в минуту

8-9-2. Прерыватель на переменном токе

При низкоомной нагрузке вместо прерывателей на постоянном токе, в которых требуется громоздкий коммутирующий конденсатор, выгоднее использовать прерыватели на переменном токе. На рис. 8-21 показана триггерная схема такого прерывателя, способная коммутировать две независимые нагрузки до 1 *квт* каждая. Трансформатор с мостовым выпрямителем, резистор R_1 и конденсатор C_1 обеспечивают питание автоколебательного релаксационного ге-

нератора на ОПТ и транзисторного триггера на транзисторах. Междубазовое напряжение ОПТ снимается через резистор R_9 непосредственно с вентильного моста для синхронизации генератора

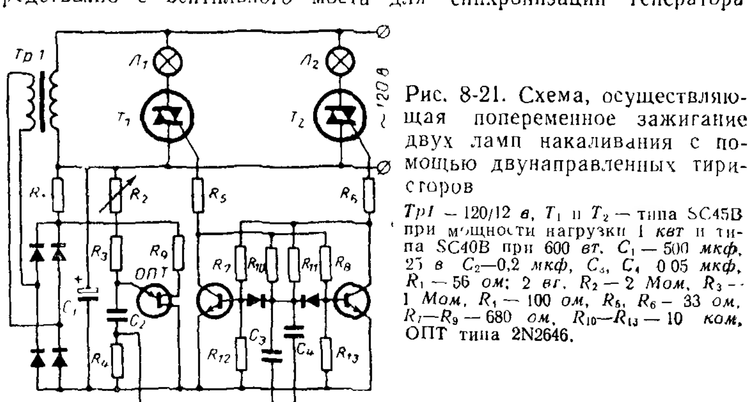


Рис. 8-21. Схема, осуществляющая попеременное зажигание двух ламп накаливания с помощью двунаправленных тиристоров

Тр1 — 120/12 *в*, T_1 и T_2 — типа SC45B при мощности нагрузки 1 *квт* и типа SC40B при 600 *вт*. C_1 — 500 *мкф*, 25 *в* C_2—0,2 *мкф*, C_3, C_4 0,05 *мкф*, R_1 — 56 *ом*: 2 *вт*, R_2 — 2 *Мом*, R_3 — 1 *Мом*, R_4 — 100 *ом*, R_5, R_6 — 33 *ом*, R_7—R_9 — 680 *ом*, R_{10}—R_{13} — 10 *ком*, ОПТ типа 2N2646.

с питающей сетью Выходные отрицательные импульсы этого генератора, снимаемые с резистора R_4, перебрасывают транзисторный триггер, который попеременно отпирает и запирает двунаправленные тиристоры T_1 и T_2 Частота переключения нагрузок определяется постоянной времени $(R_2+R_3)C_2$.

8-10. КОЛЬЦЕВЫЕ СЧЕТЧИКИ

Кольцевой счетчик может рассматриваться как устройство, в котором одна нагрузка за другой последовательно подключается к общему источнику питания Переключение осуществляется всегда в одном и том же направлении, и каждое такое переключение про-

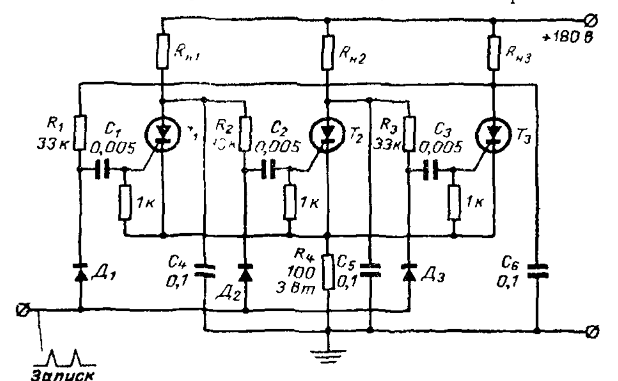


Рис. 8-22. **Кольцевой тиристорный счетчик с катодной связью.**

исходит под действием импульса, подаваемого на общий входной зажим. Кольцевой счетчик вообще является весьма полезным устройством для дискретной техники, а тиристорный счетчик часто необходим в низкочастотных схемах, предназначенных для работы при относительно больших токах и напряжениях. Например, нагрузкой десятичного тиристорного счетчика могут быть непосредственно лампы накаливания или газоразрядные цифровые индикаторы. Показанный на рис. 8-22 трехкаскадный кольцевой счетчик с катодной связью может работать при токе нагрузки до 50 *ма*. Число каскадов может быть увеличено. Пусть тиристор T_1 проводит, а T_2 и T_3 заперты. Конденсаторы C_3 и C_1 заряжаются до напряжения питания через цепочки R_3—$R_{н2}$ и R_1—$R_{н3}$ соответственно, тогда как конденсаторы C_5 и C_6 заряжаются через $R_{н2}$ и $R_{н3}$. Так как T_1 проводит, то конденсаторы C_2 и C_4 разряжены С приходом очередного пускового импульса может отпереться только тиристор T_2, так как диод $Д_2$ в цепи его управляющего электрода является единственным диодом, на котором отсутствует обратное напряжение В любом кольцевом счетчике может отпереться только один тиристор, следующий за проводящим. После отпирания T_2 конденсатор C_5 подключается параллельно R_4, поднимая потенциал общего катода до уровня напряжения питания, обеспечивая обратное напряжение на тиристоре T_1 и тем самым выключая его. С приходом следующего пускового импульса отпирается T_3 и запирается T_2 и так далее Преимущество счетчика с катодной связью состоит в том, что на нагрузке формируются импульсы напряжения прямоугольной формы, свободные от коммутационных выбросов. Основной недостаток — относительно большие коммутирующие конденсаторы (C_4—C_6), которые ограничивают быстродействие схемы Если влияние коммутационных процессов на напряжение нагрузки несущественно (например, при ламповой нагрузке) и требования к быстродействию повышены, схему можно модифицировать следующим образом: 1) удалить резистор R_4 и заземлить общий катод; 2) удалить конденсаторы C_4—C_6; 3) между анодами каждой пары соседних тиристоров присоединить конденсаторы по 0,005 *мкф*.

На рис. 8-23 показана подобная схема, предназначенная для управления газоразрядным цифровым индикатором.

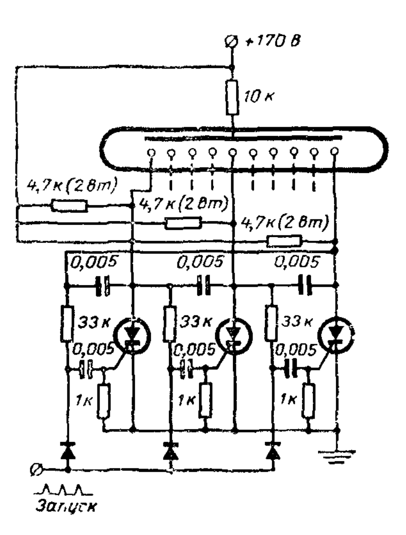


Рис. 8-23. Кольцевой декадный счетчик на тиристорах для коммутации газоразрядного цифрового индикатора.

8-11. СХЕМЫ С ВЫДЕРЖКОЙ ВРЕМЕНИ

Схемы с выдержкой времени часто используются в различных системах регулирования производственных процессов, а также в некоторых системах на самолетах и управляемых реактивных снарядах для включения или отключения нагрузки через определенный заранее заданный промежуток времени после команды. Для выполнения последовательной серии таких операций используются каскадные схемы с выдержкой времени

8-11-1. Тиристорное реле времени на постоянном токе

На рис 8-24 показана простая и надежная полупроводниковая схема выдержки времени Рабочий ток и напряжение схемы зависят только от выбора соответствующего тиристора. Стабилитрон *СТ* обеспечивает стабильное напряжение на ОПТ. Тиристор первоначально заперт, и напряжение к нагрузке не подается. Запуск осуществляется либо путем подачи на схему питающего напряжения, либо путем размыкания контакта, закорачивающего зажимы C_1 (на рис. 8-24 не показан) Времязадающий конденсатор C_1 заряжается через R_1 и R_2 до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет максимального напряжения на эмиттере ОПТ. В этот момент ОПТ отпирается и подает управляющий импульс, отпирая T_1. При этом к зажимам нагрузки прикладывается полное напряжение питания за вычетом падения напряжения на T_1 Удерживающий ток для T_1 обеспечивается цепью R_5 и *Д*. Таким образом, внешняя нагрузка может быть снята или подключена в любое время, причем это не будет влиять на работу схемы Когда T_1 отпирается, напряжение на ОПТ снижается менее чем до 2 *в* При этом также быстро снижается и в дальнейшем поддерживается низким напряжение на C_1, в результате чего заданный интервал времени может выдерживаться с достаточной точностью, если окажется необходимым быстро повторить рабочий цикл Однако для получения максимальной точности необходимо предусмотреть дополнительные средства для быстрой и точной установки начального напряжения на C_1 в начале каждого цикла

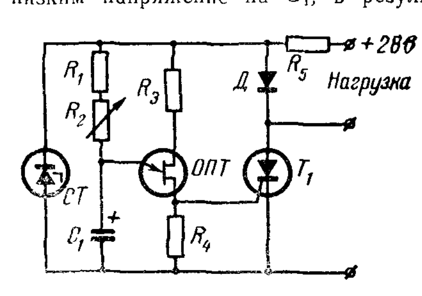


Рис 8-24 Схема точного полупроводникового реле времени постоянного тока

R_1 - 2,2 *ком*, 0,5 *вт*, R_2 — 1÷500 *ком*, линейно; R_3 — 150 *ом*, 0,5 *вт* R_4 — 27 *ом*, 0,5 *вт*; R_5 — 560 *ом*, 2 *вт*; C_1 — от 0 2 до 100 *мкф*, 15 *в*, *Т* — типа C22F или C11F; *СТ* — стабилитрон 18 *в*±10%, 1 *вт*, *ОПТ* — типа 2N1671B

Время выдержки цепи зависит от постоянной времени $(R_1+R_2)C_1$ и может быть отрегулировано на любую заданную величину за счет соответствующего выбора R_1, R_2 и C_1. Верхний предел выдержки времени, который может быть достиг-

нут, зависит от требуемой точности, эмиттерного тока отпирания ОПТ, максимальной температуры окружающей среды и токов утечки конденсатора и ОПТ при максимальной температуре окружающей среды. Верхнее предельное значение сопротивления R_1+R_2 определяется тем требованием, что ток эмиттера ОПТ должен быть достаточно велик, чтобы обеспечить отпирание ОПТ (т е. быть больше эмиттерного тока в точке максимума характеристики), или

$$R_1 + R_2 < \frac{(1-\eta) U_1}{\frac{25 I_p}{U_1} + I_C}, \tag{8-3}$$

где η — максимальная величина внутреннего параметра ОПТ; U_1 — минимальное питающее напряжение ОПТ; I_p — максимальный пиковый ток эмиттера ОПТ, измеренный при междубазовом напряжении 25 *в*; I_C — максимальный ток утечки конденсатора при напряжении ηU_1.

Если требуются большие значения емкости, рекомендуется использовать стабильные танталовые конденсаторы с малой утечкой При использовании конденсаторов из танталовой фольги или электролитических конденсаторов необходимо учитывать эффект формовки, из-за которого реальная величина емкости, а следовательно, и время выдержки могут изменяться в зависимости от напряжения, ранее действовавшего на конденсаторе. Это влияние можно снизить, приложив к конденсатору низкое напряжение смещения при нахождении его в нерабочем состоянии.

В ряде случаев, когда работа в условиях высокой окружающей температуры не предусмотрена, можно ограничиться использованием меньшего конденсатора, добавив автоколебательный генератор на ОПТ, который будет генерировать и подавать к базе 2 основного ОПТ отрицательные импульсы напряжения порядка 0,3—0,5 *в*. Такие импульсы уменьшают реальную величину эмиттерного тока отпирания примерно в 100 раз, в связи с чем возможно, следовательно, использование большего зарядного сопротивления R_1+R_2, а отсюда и меньших значений емкости C_1 Это позволяет применять вместо дорогих танталовых конденсаторов бумажные конденсаторы с малой утечкой или конденсаторы с полистирольной пленкой.

Сопротивление R_3 может служить для компенсации влияния температуры на работу схемы, причем увеличение R_3 приводит к тому, что интервал выдержки времени будет иметь более положительный температурный коэффициент. Полный температурный коэффициент может быть установлен при любой заданной температуре нулевым, что достигается за счет тщательного подбора R_3. Однако полная компенсация в широком диапазоне температур невозможна из-за различного влияния температуры на отдельные элементы.

Изменение уставки устройства на рис 8-24 при подготовке к другому интервалу выдержки требует отключения T_1 либо за счет мгновенного шунтирования его контактором переключателя, либо за счет отключения источника питания

8-11-2. Реле времени с питанием от сети переменного тока

На рис. 8-25 помещена схема выдержки времени, использующая выходное реле. В состоянии покоя T_1 открыт и реле P_1 возбуждено. При этом контакт $P_{1а}$ замкнут, в результате чего C_3 оказывается зашунтированным. Чтобы возбудить схему, кнопка *Пуск* на короткое время замыкается и шунтирует T_1 через контакт $P_{1б}$, запирая T_1. При отпускании кнопки *Пуск* реле P_1 обесточивается и схема начинает отсчитывать интервал определенной длительности. Чтобы предотвратить возможность каких-либо неточностей в работе вследствие повторного замыкания кнопки, предусмотрено включение этой кнопки через контакты реле $P_{1б}$. Конденсатор C_3 заряжается через R_5 и R_{10} до тех пор, пока напряжение не достигнет пикового напряжения отпирания ОПТ. Положительный импульс, получаемый на зажимах R_{12}, отпирает T_1, который вызывает срабатывание реле и завершает рабочий цикл. Работа схемы может быть прервана в любое время, для чего нажимают на кнопку *Стоп*, отпирая таким образом T_1. Конденсатор C_4 подает ток через R_{13} после включения источника питания, отпирая таким образом T_1 и приводя схему в соответствующее начальное состояние.

Длительность интервала выдержки определяется уставкой точного переменного сопротивления R_{10} с червячным приводом в пределах от 0,25 до 10,25 *сек* с возможностью изменения выдержки через 0,01 *сек*. Наименьшая выдержка 0,25 *сек* определяется дополнительным последовательным сопротивлением начальной калибровки R_5. При помощи переключателя *П* могут быть подключены дополнительные последовательные сопротивления 100 и 200 *ком*, что дает возможность увеличить диапазон выдержек времени соответственно на 10 и 20 *сек*. Четвертое положение *П* отключает времязадающую цепь и обеспечивает, таким образом, возможность автономного управления включением и отключением реле.

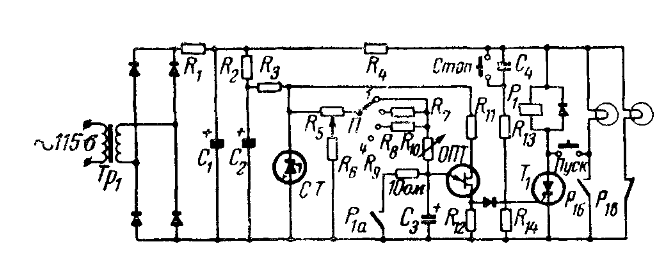


Рис. 8-25. Реле **времени с питанием от сети переменного тока.**

R_1 — 2 *ом*, 1 *вт*; R_2, R_3 — 330 *ом*, 0,5 *вт*; R_4 — 35 *ом*, 5 *вт*; R_5 — 2,5 *ком*, линейно; R_6 — 25 *ком*, 0,5 *вт*; R_7 — 100 *ком*, 0,5%, 0,5 *вт*; R_8 — 200 *ком*, 0,5%, 0,5 *вт*; R_9 — 10 *ом*, 0,5 *вт*; R_{10} — 100 *ком*; R_{11} — 150 *ом*, 0,5 *вт*; R_{12} — 180 *ом*, 0,5 *вт*; R_{13} — 1,2 *ком*, 2 *вт*; R_{14} — 100 *ом*, 0,5 *вт*; C_1 — 500 *мкф*, 50 *в*; C_2 — 100 *мкф*, 50 *в*; C_3 — 100 *мкф*, 20 *в* (танталовый), C_4 — 10 *мкф*, 50 *в*; T_1 — типа C15F или C11F; *СТ* — 18 *в*±10%, 1 *вт*, ОПТ типа 2N1671B; $Л_1$, $Л_2$ — лампы 24 *в*; *Тр* — 115/25 *в*, 25 *ва*.

Испытания схемы показали абсолютную точность в 0,5% после начальной калибровки и нестабильность выдержки при повторных циклах 0,05% или меньше.

8-11-3. Сверхпрецизионное реле с большой выдержкой времени

При помощи схемы рис. 8-26 можно получить заранее заданные выдержки времени от 0,3 *мсек* до 3 *мин* и более, не используя при этом в качестве времязадающих громоздкие электролитические конденсаторы. Вместо этого используется стабильный бумажный или пленочный конденсатор с малым током утечки, и ток, соответствующий точке максимума характеристики однопереходного транзистора $ОПТ_1$, используемого в качестве времязадающего, уменьшается примерно в 1 000 раз за счет подачи на его верхнюю базу отрицательных импульсов 0,75 *в* от несинхронизированного генератора на $ОПТ_2$. Эти импульсы моментально снижают напряжение, соответствующее максимуму характеристики $ОПТ_1$, чем обеспечивается возможность подачи пикового тока от C_1, а не через R_1. Частота импульсов, генерируемых $ОПТ_2$, не критична, но она должна иметь период τ, который меньше, чем $0{,}02\,R_1C_1$. При $R_1=2\,000$ *Мом* и $C_1=2$ *мкф* такая схема обеспечивала стабильную выдержку времени более 1 *ч*. Сопротивление R_2 выбрано для лучшей стабилизации точки отпирания в пределах необходимого диапазона температур. Так как входное полное сопротивление ОПТ типа 2N494C до его отпирания более 1 500 *Мом*, то максимально достижимая выдержка времени ограничивается в основном величиной тока утечки C_1.

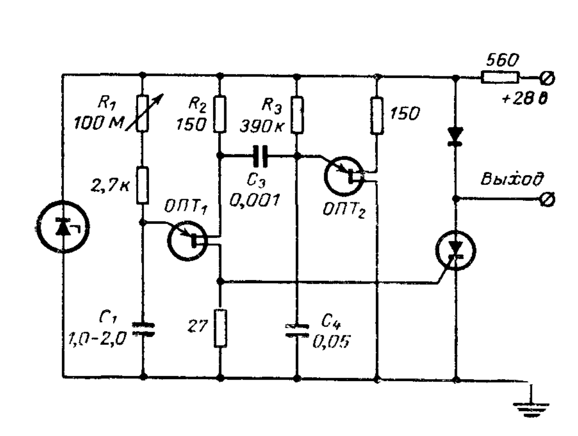


Рис. 8-26 Сверхточное реле времени с большой выдержкой.

8-12. НАНОАМПЕРНАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНАЯ СХЕМА С ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ 100 *Мом*

Схема, представленная на рис. 8-27, может быть использована в качестве чувствительного детектора тока или детектора напряжения, имеющего большое входное сопротивление. Чтобы обеспечить чувствительность к входному току менее 35 *на*, необходимо использовать метод, описанный в предыдущем параграфе. В результате входное сопротивление равно 100 *Мом*

Сопротивление R_1 отрегулировано таким образом, чтобы схема не срабатывала при отсутствии входного тока $I_{вх}$. $I_{вх}$ заряжает C_2 через входное сопротивление $R_2=100$ *Мом*, и прямое напряжение на эмиттере $ОПТ_1$ увеличивается. Однако R_2 не может обеспечить ток, соответствующий точке максимума характеристики $ОПТ_1$ (2 *мка*) и необходимый для отпирания последнего; этот ток получают от C_2, понижая мгновенно напряжение отпирания $ОПТ_1$ ниже, чем напряжение U_{C2}. Релаксационный генератор на $ОПТ_2$ подает для этой цели на вторую базу $ОПТ_1$ серию отрицательных импульсов 0,75 *в*. Период колебаний генератора на $ОПТ_2$ не критичен, но должен быть меньше, чем $0{,}02\,C_2R_2$.

Конденсатор C_2 может быть выбран небольшим для повышения быстродействия схемы, так как энергия, необходимая для отпирания $ОПТ_1$, запасается конденсатором C_1. Восстановление начального состояния происходит быстро, оба конденсатора заряжаются первоначально от R_1. Некоторая температурная компенсация обеспечивается за счет вычитания из тока утечки $ОПТ_1$ тока утечки $Д_1$. Дальнейшая компенсация достигается за счет подбора резистора R_3. Если необходимо заземлить один из выходных зажимов, следует использовать незаземленный источник питания для однопереходных транзисторов и применить разделительный трансформатор между $ОПТ_1$ и управляющим электродом тиристора

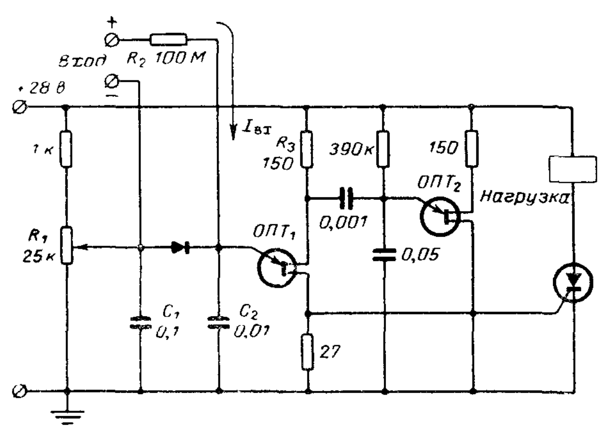


Рис 8-27 Наноамперная чувствительная схема

8-13. РАЗЛИЧНЫЕ КЛЮЧЕВЫЕ СХЕМЫ НА МАЛОМОЩНЫХ ТИРИСТОРАХ СЕРИЙ C5, C6 и C106

Тиристоры серий C5, C6 и C106 имеют большую чувствительность по управляющему электроду. Поэтому управление ими может производиться от таких маломощных датчиков, как терморезисторы или фоторезисторы. Такие тиристоры могут также использоваться как промежуточные усилители для управления более мощными приборами Тиристоры C5 также пригодны для использования в качестве весьма высоковольтных транзисторов с отдаленной базой

8-13-1. Двухпозиционное реле для контроля и регулирования температуры

Схема на рис 8-28 является весьма удобной для контроля температур в заданном диапазоне; в качестве ее двух нагрузок могут быть включены индикаторные лампы или реле, указывающие на достижение объектом предельной «высокой» и «низкой» температур.

В качестве *Тр1* использован трансформатор накала на 6,3 *в*, вторичная обмотка которого присоединена к диагонали четырехплечего моста. Когда мост уравновешен, входной сигнал переменного тока равен нулю и управляющий сигнал тиристора отсутствует.

Сопротивления плеч моста достаточно малы, и характеристика прямого запертого состояния тиристора стабильна (см. § 4-3-6). Если в результате понижения или повышения температуры терморезистора *ТР* мост выйдет из равновесия, то между управляющим электродом и катодом тиристора появится переменное напряжение В зависимости от направления разбаланса моста положительное управляющее напряжение будет либо в фазе, либо в противофазе с напряжением сети В первом случае ток будет проходить через нагрузку *1*, во втором — через нагрузку *2*. Диод *Д* препятствует появлению чрезмерного отрицательного напряжения на управляющем электроде тиристора При указанных на рис 8-28 параметрах элементов и использовании терморезистора типа GE2D052 схема будет реагировать на изменение температуры 1—2° С Возможна замена терморезистора на другие датчики, изменяющие свое сопротивление, такие, как кад-

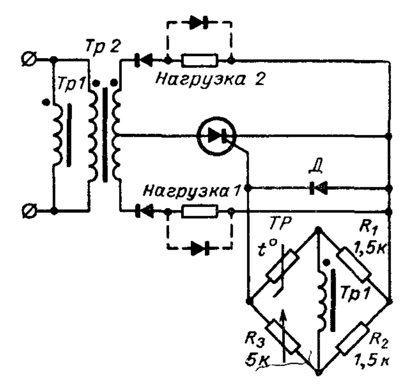


Рис. 8-28. Двухпозиционное реле для контроля и регулирования температуры Пунктиром показаны диоды для индуктивной нагрузки.

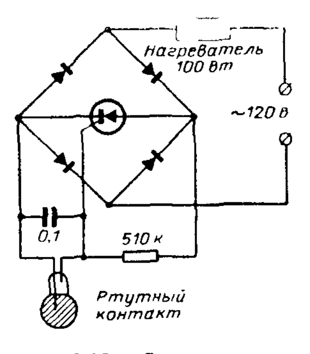


Рис. 8-29. Схема тиристорного регулятора температуры с ртутным контактом.

миево-сульфидные фоторезисторы или тензометрические датчики сопротивления. Идея уравновешенного моста (рис. 8-28) может быть также использована для включения мощной нагрузки с помощью обычных тиристоров. Маломощные тиристоры С5 с подобным управлением могут быть также использованы для включения нагревательных элементов с целью регулирования температуры; в этом случае от терморезистора подается сигнал обратной связи по температуре.

8-13-2. Тиристорный регулятор температуры с ртутным контактом

Ртутный термочувствительный контакт (основанный на изменении высоты столбика ртути в тонкой трубке с впаянными металлическими контактами) является чрезвычайно чувствительным измерительным прибором, реагирующим на изменение температуры порядка 0,1° С. Основным ограничением этих приборов является чрезвычайно малый допустимый ток, который для обеспечения надежности и длительного срока службы контактов должен быть меньше 1 *ма*. В схеме рис. 8-29 тиристор типа С5В служит как усилитель тока ртутного контакта и как элемент, коммутирующий основную нагрузку.

При разомкнутом контакте тиристор будет отпираться каждый полупериод и пропускать ток через нагревательный элемент. Когда ртутный контакт в результате повышения температуры замкнется, отпирание тиристора будет невозможно и цепь нагревательного элемента будет разомкнута. Наибольшее действующее значение тока через ртутный контакт, когда он замкнут, не превышает 250 *мка*.

8-13-3. Сигнальная схема, реагирующая на прикосновение или приближение предметов

На рис. 8-30 показана схема полупроводникового ключа, реагирующего на прикосновение или приближение предметов. Конденсатор C_1 и обкладки чувствительного элемента («конденсатор» C_2) образуют емкостный делитель напряжения, присоединенный непосредственно к зажимам источника питания переменного тока. Величина переменного напряжения на конденсаторе C_1 зависит от отношения C_1/C_2 и напряжения питания. Емкость C_2 будет в свою очередь изменяться при приближении к чувствительной пластине любого заземленного объекта с достаточной электропроводностью (металл, человеческое тело и т. д.). Как только напряжение на зажимах C_1 превысит потенциал зажигания неоновой лампы, конденсаторы C_1 и C_2 разряжаются через цепь базы $ПТ_1$, вызывая отпирание тиристора, включающего нагрузку.

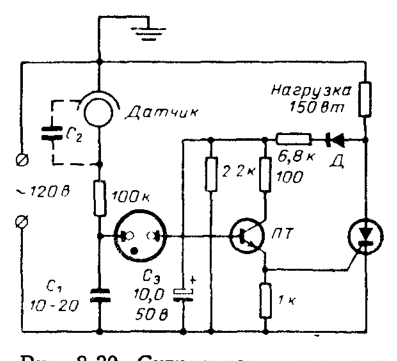


Рис. 8-30. Сигнальная схема, реагирующая на прикосновение или приближение предметов.

Нагрузка будет оставаться включенной, пока чувствительный элемент возбужден. Самоудерживание может быть достигнуто в случае необходимости за счет питания только анодной цепи тиристора постоянным напряжением. Работа с самоудержанием может быть также получена при удалении диода *Д* и добавлении диода последовательно с нагрузкой. Для «сброса» необходим контакт, размыкающий анодную цепь тиристора. Поскольку чувствительность к приближению предметов является функцией расстояния и размера пластины чувствительного элемента, то при небольшом расстоянии размер пластины можно уменьшить, иными словами, при «кнопочном управлении» чувствительная пластина может иметь размер монеты. Подобная схема удобна для использования в подъемниках, для управления работой дверей, в системах контроля за сейфами, для привода выключателей конвейеров, для подсчета различных объектов и пр.

8-13-4. Замена тиратронов тиристорами

Тиристоры С5 являются идеальным пусковым элементом для сильноточных тиристоров (см. § 4-19). Такая комбинация имеет характеристики, подобные характеристикам тиратрона, который отличается очень высоким входным сопротивлением, очень малым током отпирания и большой коммутационной мощностью. Однако тиратроны имеют недостаточную механическую прочность, требуют питания цепи накала, ограниченный частотный диапазон из-за большого времени деионизации и характеризуются достаточно большим прямым падением напряжения. Полупроводниковый эквивалент тиратрона с использованием тиристоров С5 приближается к нему по величине входного сопротивления, допустимой токовой нагрузке и малому току срабатывания, но не имеет ограничений, свойственных газоразрядным приборам. Однако в настоящее время максимальное прямое запираемое напряже-

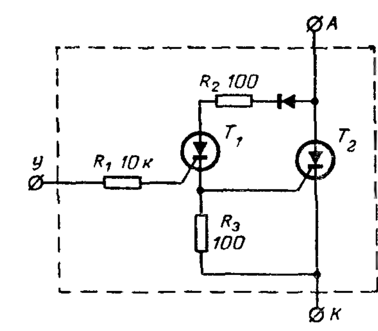


Рис. 8-31. Тиристорная схема, эквивалентная тиратрону.

ние, которое может быть получено при использовании одного тиристора С5, составляет 400 *в*; при последовательном включении дополнительных тиристоров оно может быть увеличено (см. разд. 6).

Схема полупроводникового аналога тиратрона показана на рис. 8-31. При отрицательном потенциале на зажиме «сетки» *У* стабилизирующее смещение для тиристора T_1 подается через резисторы R_1 и R_3. Когда на «сетку» подается положительный потенциал, то маломощный тиристор T_1 типа C_5 отопрется при наибольшем токе 200 *мка*. Затем отпирается тиристор T_2 типа С35, допустимое действующее значение тока которого равно 25 *а*.

Ток отпирания определяется маломощным тиристором С5, а не мощным; это весьма ценная особенность, когда нагрузка такого «тиратрона» имеет значительный индуктивный характер. Диод препятствует транзисторному действию тиристора С5, когда положительное напряжение на управляющем электроде и отрицательный анодный потенциал совпадают во времени.

8-14. КЛЮЧЕВЫЕ СХЕМЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ТИРИСТОРЫ СЕРИИ С5 В КАЧЕСТВЕ ТРАНЗИСТОРА С ОТДАЛЕННОЙ БАЗОЙ

8-14-1. Переключатель для цифровых газоразрядных индикаторов и неоновых ламп

Тиристор серии С5, включенный как транзистор с отдаленной базой, может успешно использоваться как весьма высоковольтный прибор, пригодный для переключения различных газоразрядных цифровых индикаторов с высоким напряжением питания. Номинальное напряжение коллектора эквивалентного транзистора равняется или превышает номинальное напряжение отпирания $U_{отп}$ исходного тиристора, т. е. может доходить до 400 *в*, в то время как коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером равен примерно 2. Схема на рис. 8-32 не требует особых пояснений; необходимо, однако, обратить внимание на способ подключения тиристоров. Если необходимо устройство с функцией памяти (включение от пускового импульса, но цепь нагрузки остается замкнутой до внешнего «сброса»), то может быть использована та же схема, но тиристоры должны быть включены как обычно.

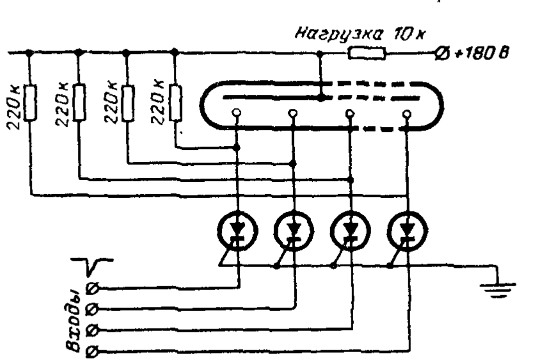


Рис. 8-32. Управление работой цифрового индикатора с помощью тиристоров, включенных как транзисторы с отдаленной базой.

8-14-2. Управление электролюминесцентными панелями

Любая из схем рис. 8-33,*а* и *б* может быть использована для возбуждения элементов электролюминесцентной индикаторной панели ЭП в зависимости от конкретных условий: в схеме на рис. 8-33,*а* нагрузка включена последовательно и при отсутствии сигнала нет индикации, в схеме на рис. 8-33,*б* использовано

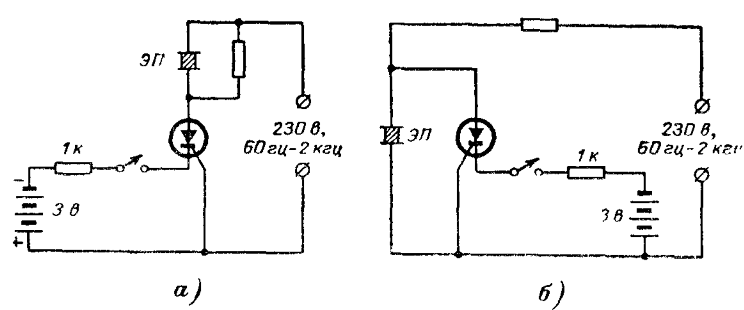


Рис. 8-33. Схемы для управления электролюминесцентными панелями.

параллельное соединение и при отсутствии сигнала индикация включена. В этих схемах вновь используется сочетание высоковольтности тиристоров серии С5 со свойствами транзистора за счет особого включения; в данном случае получается симметричный транзисторный ключ, обеспечивающий питание высокоомной нагрузки переменным напряжением.

Раздел девятый

ТИРИСТОРНЫЕ СХЕМЫ С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

9-1. ПРИНЦИП ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

При фазовом управлении контакты или какие-нибудь ключевые приборы включаются и выключаются синхронно с переменным напряжением источника питания и подключают последний к нагрузке

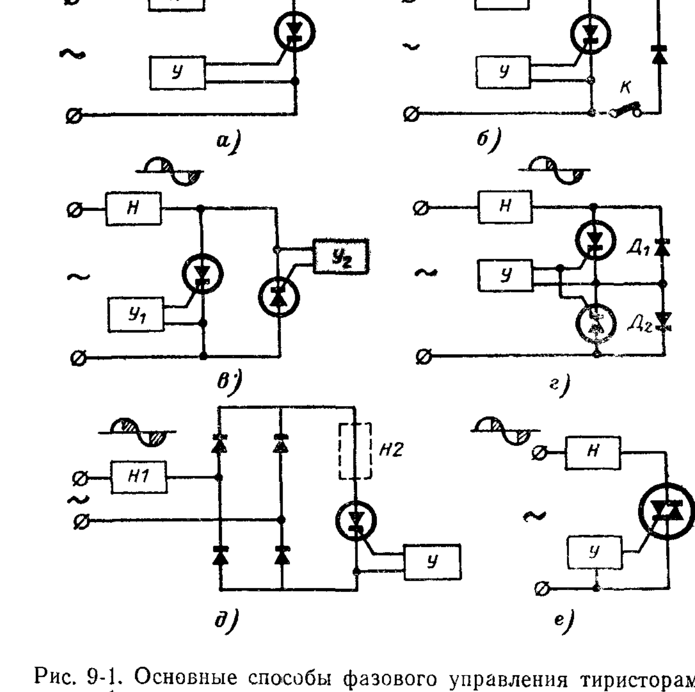


Рис. 9-1. Основные способы фазового управления тиристорами в однофазных схемах
Н — нагрузка; У — управление.

на определенную регулируемую часть каждого периода Этот очень эффективный способ позволяет весьма экономично регулировать среднее значение мощности, подводимой к нагрузке (например, электрические лампы, нагревательные приборы, электродвигатели, источники питания постоянным током различной аппаратуры и т. д). Регулировка осуществляется путем изменения фазового угла, при котором происходит отпирание тиристора. Последний поэтому проводит ток в течение оставшейся части соответствующего полупериода.

Известно несколько возможных способов осуществления фазового управления при помощи тиристоров, показанных на рис 9-1.

Самый простой способ основан на использовании однополупериодной схемы выпрямления с регулированием при помощи тиристора положительной полуволны тока в нагрузке (рис 9 1,*а*) Эта схема пригодна для случаев, когда необходимо регулирование мощности от нуля до значения, соответствующего половине полной величины при

двухполупериодной кривой тока, и когда в цепи нагрузки требуется или допускается протекание постоянной составляющей тока. При добавлении одного неуправляемого вентиля (рис 9-1,*б*) получается схема, обеспечивающая регулирование мощности в нагрузке от половинного значения, соответствующего однополупериодной схеме, до полного наибольшего значения; и в этой схеме в нагрузке имеется постоянная составляющая тока. Схема с двумя встречно-параллельными тиристорами (рис. 9-1,*в*) позволяет регулировать мощность от нуля до полного значения Равные углы отпирания обоих тиристоров обеспечивают симметричную кривую тока в нагрузке без постоянной составляющей Эта схема требует индивидуальных отпирающих сигналов и изоляции входных цепей обоих тиристоров друг от друга, что осуществляется за счет использования двух отдельных схем управления или разделительного трансформатора при одной схеме управления Схема может также обеспечить реверсивный выход на постоянном токе, регулируемый путем изменения симметрии углов отпирания

Другая схема, обеспечивающая регулирование двухполупериодного тока в нагрузке, показана на рис 9-1,*г* Преимуществом этой схемы является общая для обоих тиристоров точка катода и возможность соединения вместе их управляющих электродов В этой схеме диоды снимают обратные напряжения с обоих тиристоров, однако добавочные потери за счет протекания через них тока снижают к п д

Наиболее гибкой является схема, изображенная на рис 9-1,*д*, в которой используется один тиристор, включенный в диагональ тиристорного моста, и которую можно использовать для регулирования как переменного (нагрузка *Н1*), так и двухполупериодного выпрямленного постоянного тока (нагрузка *Н2*) Однако из-за потерь мощности в диодах моста эта схема по к. п д стоит на последнем месте, кроме того, в ней для коммутации тиристора иногда приходится принимать специальные меры (см § 9-3) С другой стороны, применение только одного тиристора для регулирования тока в течение обоих полупериодов обеспечивает его более эффективное использование, что также следует учитывать при анализе той или иной рассмотренной схемы По-видимому, наиболее простая, экономичная и надежная схема регулирования мощности в цепи переменного тока получается при использовании двунаправленного тиристора (рис. 9-1,*е*) Характеристики этих приборов рассмотрены в разд. 7. Тот факт, что двунаправленный тиристор имеет один управляющий электрод, позволяющий регулировать протекание тока в обоих направлениях, и самозащищен от повреждений в результате перенапряжений, позволяет в настоящее время считать его наиболее перспективным прибором для цепей переменного тока 120 и 240 *в* при мощности нагрузки до 3,6 *квт*.

9-2. ХАРАКТЕРИСТИКИ СХЕМ С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Неуправляемые вентили и тиристоры характеризуются величиной среднего тока, так как эта величина легко определяется с помощью амперметра постоянного тока Однако мощность в основных видах нагрузки в цепях переменного тока определяется действующим

значением тока Зависимости от угла отпирания α среднего, действующего и амплитудного значений напряжения, а также мощности при активной нагрузке показаны на рис. 9-2 для однополупериодной схемы и на рис. 9-3 — для двухполупериодной схемы выпрямителя или регулятора переменного напряжения при симметричном регулировании угла в течение обоих полупериодов Так как в таких схемах тиристор работает как ключ, то значение тока при данном α зависит от вида и величины сопротивления нагрузки

В качестве примера использования этих графиков предположим, что требуется питать омическую нагрузку мощностью 1 200 *вт*, рассчитанную на напряжение 120 *в*, от источника с напряжением 240 *в*. Непосредственное присоединение этой нагрузки к источнику даст мощность 4 800 *вт*, следовательно, надо выбрать схему, обеспечивающую мощность в нагрузке, равную 0,25 от наибольшей. В этом случае можно использовать как однополупериодную, так и двухполупериодную схему с фазовым регулированием.

Для однофазной однополупериодной схемы регулирования из рис 9-2 видно, что для получения указанной выходной мощности угол проводимости тиристора должен быть равен 90° Амплитуда выходного напряжения $U_{м0}$ равна амплитуде входного напряжения и составляет $240 \cdot 1{,}41 = 340$ *в*. При этом действующее значение выходного напряжения разно $0{,}353 \cdot 340 = 120$ *в*. Среднее значение напряжения равно $0{,}159 \cdot 340 = 54$ *в*. Так как сопротивление нагрузки равно 12 *ом* ($120^2/1\,200$), то амплитуда тока равна $340/12 = 28{,}3$ *а*; действующее значение $120/12 = 10$ *а* и среднее значение $54/12 = 4{,}5$ *а* Мощность на выходе равна $I_{действ} U_{действ} = 120 \cdot 10 = 1\,200$ *вт* (нагрузка чисто активная). Следует обратить внимание на то, что мощность по постоянному току $U_d I_d = 54 \cdot 4{,}5 = 243$ *вт* не определяет действительную мощность, выделяющуюся в нагрузке. Тиристор должен быть рассчитан на средний ток 4,5 *а* при угле проводимости 90°. Кроме того, нагрузка и тиристор должны выдерживать амплитудные значения напряжения и тока; коэффициент мощности данной схемы равен 0,5 (исходя из соотношения $\chi = P_{нагр}/E_{сети} I_{действ}$).

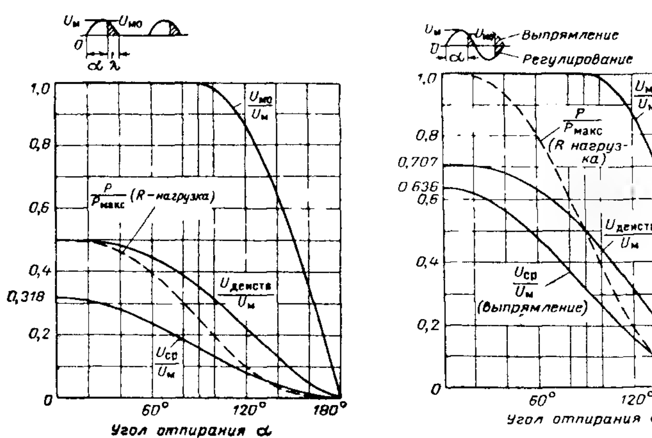


Рис 9 2. Расчетные графики для однополупериодной схемы с фазовым управлением $P_{макс}$ для двухполупериодной схемы

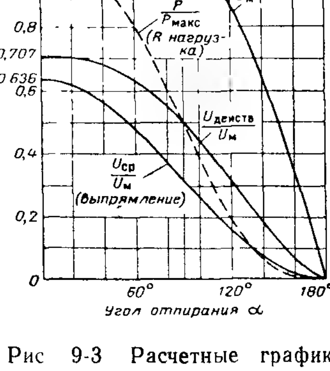


Рис 9-3 Расчетные графики для двухполупериодных схем с симметричным фазовым управлением

Поставленную задачу может также решить схема со встречно-параллельным соединением тиристоров, показанная на рис 9-1,*в*, к которой относятся графики на рис. 9-3. Для выходной мощности, равной 0,25 от полной, угол отпирания должен быть равен 113°. Амплитуда выходного напряжения равна теперь $0{,}92 \cdot 340 = 312$ *в*, что незначительно отличается от амплитудного значения напряжения при однополупериодной схеме выпрямления. Действующее значение напряжения равно $0{,}353 \cdot 340 = 120$ *в*. Среднее значение напряжения на нагрузке при симметричной работе схемы окажется равным нулю Действующее значение тока равно 10 *а*, мощность 1 200 *вт*, но амплитуда тока уменьшается до 26 *а*. Чтобы определить необходимую номинальную мощность двух тиристоров, следует считать, что каждый из них работает в отдельной однополупериодной схеме. Из рис. 9-2 видно, что среднее значение напряжения при угле отпирания 113° равно $0{,}097 \cdot 340 = 33$ *в*. Тогда среднее значение тока в каждом тиристоре $33/12 = 2{,}75$ *а* при угле проводимости $180 — 113 = 67°$.

В случае включения тиристора на выход моста (рис. 9-1,*д*) и при том же виде нагрузки средний ток каждого диода равен 2,75 *а*, но средний ток тиристора будет равен 5,5 *а* при его угле проводимости 134° за период

При анализе графиков на рис. 9-2 и 9-3 следует отметить нелинейность этих кривых В течение интервалов по 30° в начале и конце каждого полупериода значение мощности равно только 6% (1,5% на каждом интервале от общей мощности за весь период). Соответственно область значений угла α от 30 до 150° обеспечивает регулирование мощности от 3 до 97% от наибольшего значения, соответствующего полной двухполупериодной кривой (без учета потерь мощности в вентилях).

В табл. 9-1 показаны различные тиристорные схемы, позволяющие регулировать мощность на стороне постоянного тока; там же приведены основные соотношения для токов и напряжений. Эта таблица может быть использована для выбора оптимальной для данных условий схемы и для расчета параметров вентилей (см также [Л 9-3])

9-3. КОММУТАЦИЯ ТИРИСТОРОВ В СХЕМАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В схемах переменного тока коммутация тиристоров обычно не представляет проблемы благодаря периодическому изменению полярности питающего напряжения (в конце каждого полупериода) Однако имеются случаи, которые могут привести к нарушению нормальной коммутации тока, что может получиться из-за недостаточного времени, предоставляемого для восстановления запирающей способности тиристора в прямом направлении, или из-за чрезмерно быстрого нарастания вновь прикладываемого прямого напряжения

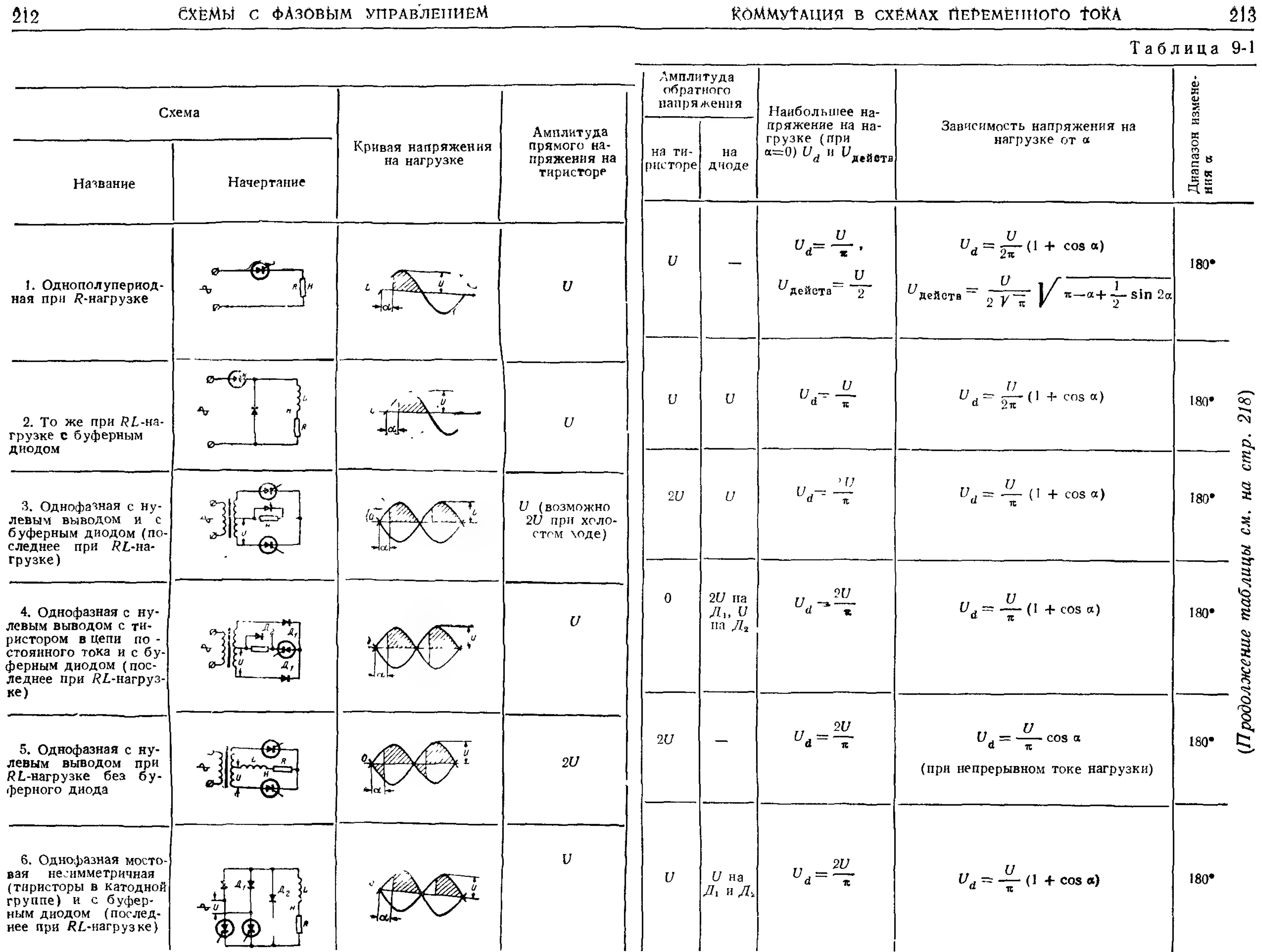


Таблица 9-1

Схема: Название	Схема: Начертание	Кривая напряжения на нагрузке	Амплитуда прямого напряжения на тиристоре	Амплитуда обратного напряжения: на тиристоре	Амплитуда обратного напряжения: на диоде	Наибольшее напряжение на нагрузке (при $\alpha=0$) U_d и $U_{действ}$	Зависимость напряжения на нагрузке от α	Диапазон изменения α
1. Однополупериодная при R-нагрузке			U	U	—	$U_d=\frac{U}{\pi}$, $U_{действ}=\frac{U}{2}$	$U_d=\frac{U}{2\pi}(1+\cos\alpha)$; $U_{действ}=\frac{U}{2\sqrt{\pi}}\sqrt{\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha}$	180°
2. То же при RL-нагрузке с буферным диодом			U	U	U	$U_d=\frac{U}{\pi}$	$U_d=\frac{U}{2\pi}(1+\cos\alpha)$	180°
3. Однофазная с нулевым выводом и с буферным диодом (последнее при RL-нагрузке)			U (возможно $2U$ при холостом ходе)	$2U$	U	$U_d=\frac{2U}{\pi}$	$U_d=\frac{U}{\pi}(1+\cos\alpha)$	180°
4. Однофазная с нулевым выводом с тиристором в цепи постоянного тока и с буферным диодом (последнее при RL-нагрузке)			U	0	$2U$ на $Д_1$, U на $Д_2$	$U_d=\frac{2U}{\pi}$	$U_d=\frac{U}{\pi}(1+\cos\alpha)$	180°
5. Однофазная с нулевым выводом при RL-нагрузке без буферного диода			$2U$	$2U$	—	$U_d=\frac{2U}{\pi}$	$U_d=\frac{U}{\pi}\cos\alpha$ (при непрерывном токе нагрузки)	180°
6. Однофазная мостовая несимметричная (тиристоры в катодной группе) и с буферным диодом (последнее при RL-нагрузке)			U	U	U на $Д_1$ и $Д_2$	$U_d=\frac{2U}{\pi}$	$U_d=\frac{U}{\pi}(1+\cos\alpha)$	180°

(Продолжение таблицы см. на стр. 218)

Продолжение табл. 9-1

Схема: Название	Схема: Начертание	Кривая напряжения на нагрузке	Амплитуда прямого напряжения на тиристоре	Амплитуда обратного напряжения: на тиристоре	Амплитуда обратного напряжения: на диоде	Наибольшее напряжение на нагрузке (при $\alpha=0$) U_d и $U_{действ}$	Зависимость напряжения на нагрузке от α	Диапазон изменения α
7 Однофазная мостовая несимметричная (тиристоры в одной фазе) при R- или RL нагрузке			U	U	U	$U_d = \frac{2U}{\pi}$	$U_d = \frac{U}{\pi}(1+\cos\alpha)$	180°
8 Однофазная мостовая симметричная при RL-нагрузке			U	U	—	$U_d = \frac{2U}{\pi}$	$U_d = \frac{2U}{\pi}\cos\alpha$ (при непрерывном токе нагрузки)	180°
9 Однофазная мостовая на диодах с тиристором в цепи постоянного тока и с буферным диодом (последний при RL-нагрузке)			U	0	U ($Д_1$ и $Д_2$)	$U_d = \frac{2U}{\pi}$	$U_d = \frac{U}{\pi}(1+\cos\alpha)$	180°
10 Трехфазная нулевая при нагрузке R или RL с буферным диодом			U (возможно $\sqrt{3}$ при холостом ходе и большом обратном токе тиристоров)	$\sqrt{3}U$	U	$U_d = \frac{3\sqrt{3}U_b}{2\pi}$	$U_d = \frac{3\sqrt{3}U}{2\pi}\cos\alpha$, $0 < \alpha < 30°$, $U_d = \frac{3U}{2\pi}[1+\cos(\alpha+30°)]$, $30° < \alpha < 150°$	150°
11 То же при LR-нагрузке без буферного диода			$\sqrt{3}U$	$\sqrt{3}U$	—	$U_d = \frac{3\sqrt{3}U}{2\pi}$	$U_d = \frac{3\sqrt{3}U}{2\pi}\cos\alpha$ (при непрерывном токе нагрузки)	150°
12 Трехфазная мостовая несимметричная при нагрузке R или RL с буферным диодом			$\sqrt{3}U$	$\sqrt{3}U$	$\sqrt{3}U$	$U_d = \frac{3\sqrt{3}U}{\pi}$	$U_d = \frac{3\sqrt{3}U}{2\pi}(1+\cos\alpha)$	180°

(Продолжение таблицы см. на стр. 219)

Продолжение табл. 9-1

Схема: Название	Схема: Начертание	Кривая напряжения на нагрузке	Амплитуда прямого напряжения на тиристоре	Амплитуда обратного напряжения: на тиристоре	Амплитуда обратного напряжения: на диоде	Наибольшее напряжение на нагрузке (при $\alpha = 0$) U_d и $U_{действ}$	Зависимость напряжения на нагрузке от α	Диапазон изменения α
13. Трехфазная мостовая симметричная при нагрузке R или RL с буферным диодом			$\sqrt{3}U$ ($\sqrt{1,5}\,U$, если тиристоры зашунтированы резисторами)	$\sqrt{3}U$	$\sqrt{3}U$	$U_d = \frac{3\sqrt{3}U}{\pi}$	$U_d = \frac{3\sqrt{3}U}{\pi}\cos\alpha$, $0 < \alpha < 60°$; $U_d = \frac{3\sqrt{3}U_d}{\pi}\left(1 + \frac{\cos\alpha}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\alpha\right)$, $60° < \alpha < 120°$	120°
14. Трехфазная мостовая симметричная при L-нагрузке			$\sqrt{3}U$ ($1,5U$, если тиристоры зашунтированы резисторами)	$\sqrt{3}U$	—	$U_d = \frac{3\sqrt{3}U}{\pi}$	$U_d = \frac{3\sqrt{3}U}{\pi}\cos\alpha$ (при непрерывном токе нагрузки)	120°
15. Двунаправленный или два встречно-параллельных однонаправленных тиристора при R-нагрузке			U	U	—	$U_{действ} = \frac{U}{\sqrt{2}}$	$U_{действ} = \frac{U}{\sqrt{2}\,\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha\right)^{1/2}$	180°
16. Диодный мост с тиристором в диагонали при R-нагрузке			U	0	U	$U_{действ} = \frac{U}{\sqrt{2}}$	$U_{действ} = \frac{U}{\sqrt{2}\,\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha\right)^{1/2}$	180°

(Продолжение таблицы см. на стр. 220)

Продолжение табл. 9-1

Схема. Название	Расчетный ток тиристоров: среднее значение	Расчетный ток тиристоров: угол проводимости	Расчетный ток диодов: среднее значение	Расчетный ток диодов: угол проводимости	Возможность отдачи энергии из индуктивной нагрузки в сеть	Примечание
1. Однополупериодная при R-нагрузке	$\frac{U}{\pi R}$	180°	—	—	—	
2. То же при RL-нагрузке с буферным диодом	$\frac{U}{2\pi R}$ (при большом $L_н$)	180°	$0{,}54\frac{U}{\pi R}$	210°	Нет	
3. Однофазная с нулевым выводом и с буферным диодом (последнее при RL-нагрузке)	$\frac{U}{\pi R}$	180°	$0{,}26\frac{2U}{\pi R}$	148°	Нет	
4. Однофазная с нулевым выводом с тиристором в цепи постоянного тока и с буферным диодом (последнее при RL-нагрузке)	$\frac{2U}{\pi R}$	360°	$\frac{U}{\pi R}$ для $Д_1$; $0{,}26\frac{2U}{\pi R}$ для $Д_2$ — при большом $L_н$	180°; 148°	Нет	Рабочая частота ограничена временем восстановления тиристора и диодов
5. Однофазная с нулевым выводом при RL-нагрузке без буферного диода	$\frac{U}{\pi R}$	180°	—	—	Есть	
6. Однофазная мостовая несимметричная (тиристоры в катодной группе) и с буферным диодом (последнее при RL-нагрузке)	$\frac{U}{\pi R}$	180°	$\frac{U}{\pi R}$ для $Д_1$; $0{,}26\frac{2U}{\pi R}$ для $Д_2$	180°; 148°	Нет	Диод $Д_2$ предотвращает затяжку тока в тиристорах, и без него тиристоры не могут прерывать ток индуктивной нагрузки

Продолжение табл. 9-1

Схема. Название	Расчетный ток тиристоров: среднее значение	Расчетный ток тиристоров: угол проводимости	Расчетный ток диодов: среднее значение	Расчетный ток диодов: угол проводимости	Возможность отдачи энергии из индуктивной нагрузки в сеть	Примечание
7. Однофазная мостовая несимметричная (тиристоры в одной фазе) при R- или RL-нагрузке	$\frac{U}{\pi R}$	180°	$\frac{U}{\pi R}$	180°	Нет	При L-нагрузке диодные плечи работают как буферный диод, проводя в течение интервала $\pi+\alpha$
8. Однофазная мостовая симметричная при RL-нагрузке	$\frac{U}{\pi R}$	180°	—	—	Есть	При R-нагрузке схема работает как схема 7
9. Однофазная мостовая на диодах с тиристором в цепи постоянного тока и с буферным диодом (последний при RL-нагрузке)	$\frac{2U}{\pi R}$	360°	$\frac{U}{\pi R}$ для $Д_1$, $0{,}16\frac{2U}{\pi R}$ для $Д_2$	180°; 148°	Нет	Рабочая частота ограничена временем восстановления диодов и тиристора
10. Трехфазная нулевая при нагрузке R или RL с буферным диодом	$\frac{\sqrt{3}U}{2\pi R}$	120°	$0{,}16\frac{3\sqrt{3}U}{2\pi R}$	134°	Нет	—
11. То же при RL-нагрузке без буферного диода	$\frac{\sqrt{3}U}{2\pi R}$	120°	—	—	Есть	—
12. Трехфазная мостовая несимметричная при нагрузке R или RL с буферным диодом	$\frac{\sqrt{3}U}{\pi R}$	120°	$\frac{\sqrt{3}U}{\pi R}$ для $Д_1$; $0{,}14\frac{3\sqrt{3}U}{\pi R}$ для $Д_2$	120°; 132°	Нет	Диод $Д$ предотвращает затяжку тока в тиристорах, и без него тиристоры не могут прерывать ток индуктивной нагрузки

Продолжение табл. 9-1

Схема	Расчетный ток тиристоров		Расчетный ток диодов		Возможность отдачи энергии из индуктивной нагрузки в сеть	Примечание
Название	Среднее значение	Угол проводимости	Среднее значение	Угол проводимости		
13. Трехфазная мостовая симметричная при нагрузке R или RL с буферным диодом	$\frac{\sqrt{3}U}{\pi R}$	120°	$0{,}056\frac{3\sqrt{3}U}{\pi R}$	212°	Нет	Управляющие импульсы должны иметь длительность более 60° или состоять из двух коротких импульсов, сдвинутых на 60°
14. Трехфазная мостовая симметричная при L-нагрузке	$\frac{\sqrt{3}U}{\pi R}$	120°	—	—	Есть	То же, что и в схеме 13
15. Двунаправленный или два встречно-параллельных однонаправленных тиристора при R-нагрзуке	$\frac{U}{\pi R}$	180°	—	—	—	При RL-нагрузке ток и напряжение нагрузки зависят от $\omega L/R$, и α
16. Диодный мост с тиристором в диагонали при R-нагрузке	$\frac{2U}{\pi R}$	360°	$\frac{U}{\pi R}$	180°	—	Индуктивность в диагонали моста должна быть минимальной. Рабочая частота ограничена временем восстановления диодов и тиристора. При RL-нагрузке ток и напряжение нагрузки зависят от $\omega L/R$, R и α

Примечание. Прямое падение напряжения в приборах, их токи в запертом состоянии, активное и индуктивное сопротивления питающей сети и трансформатора приняты равными нулю. Индуктивность нагрузки, включенной на постоянном токе, принята достаточно большой для идеального сглаживания тока.

(т. е. при слишком большой величине du/dt), или в результате совместного действия обоих этих факторов. При рассмотрении условий коммутации определяющими факторами являются питающее напряжение, частота и индуктивности цепи нагрузки и источника питания.

Рассмотрим схему со встречно-параллельными тиристорами и индуктивной нагрузкой, показанную на рис. 9-4. В момент, когда ток снижается до нуля и проводящий тиристор должен запереться (момент A), питающее напряжение не равно нулю, и оно прикладывается ко второму тиристору в прямом направлении. Скорость изменения этого напряжения зависит от индуктивности и емкости цепи нагрузки и времени восстановления обратной запирающей способности тиристора В некоторых случаях при быстром запирании тиристора и снижении тока ниже удерживающего $I_{удерж}$ наблюдается всплеск э. д. с самоиндукции $L\,di/dt$. Подключение параллельно тиристорам или нагрузке цепочки R_1C_1 позволяет уменьшить величину du/dt до допустимых пределов Величина C_1 определяется сопротивлением нагрузки и необходимым уровнем ограничения величины du/dt для данного тиристора. Величина R_1 должна быть достаточной для демпфирования свободных колебаний в контуре LC_1; минимальное значение R_1 определяется величиной допустимой амплитуды периодически повторяющихся импульсов прямого тока через тиристор при его отпирании, поскольку в этот момент происходит разряд конденсатора через тиристор.

Другим решением, очевидно, будет применение достаточно высоковольтных тиристоров с малыми временами восстановления и большой допустимой величиной du/dt. В силовых схемах это часто дает лучшие результаты, так как отпадает необходимость в весьма громоздких RC-цепочках.

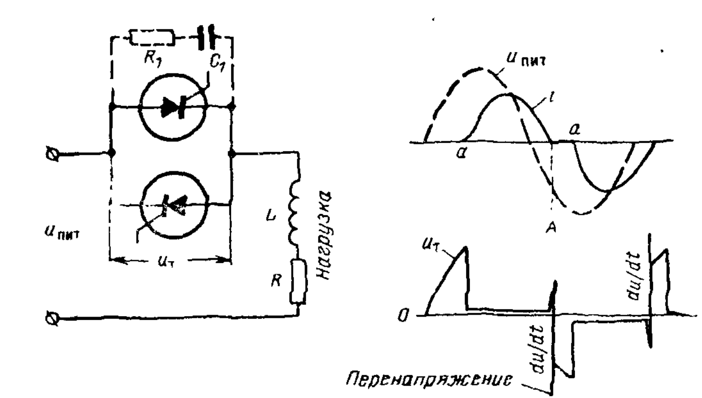


Рис 9-4. Уменьшение du/dt и перенапряжений на встречно-параллельных тиристорах в схеме регулятора переменного тока при индуктивной нагрузке.

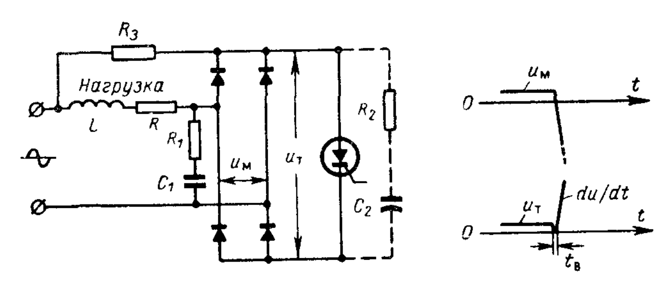


Рис. 9-5. **Уменьшение** du/dt и увеличение времени, **предоставляемого для восстановления управляемости, в схеме диодно-тиристорного регулятора** переменного тока

Индуктивная нагрузка в цепи переменного тока, регулируемая с помощью диодного моста и тиристора (рис 9-5), оказывает несколько иное влияние Быстрое изменение напряжения на входных зажимах диодного моста не только дает большую величину du/dt, но и уменьшает время, предоставляемое для восстановления управляемости тиристора Если диоды, использованные в мостовой схеме, отличаются большим временем восстановления обратной запирающей способности по сравнению с временем восстановления управляемости тиристора, то время протекания через них обратного тока обычно будет достаточным для коммутации тиристора. Если это условие не выполняется, можно подключить на вход моста цепочку R_1C_1. Другим способом ограничения величины du/dt является подключение цепочки R_2C_2 параллельно тиристору Однако в этом случае нужно также добавить сопротивление R_3, достаточное для протекания тока, порядка удерживающего тока тиристора, необходимого для обеспечения заданного времени коммутации Если емкость конденсатора C_2 велика, он может обеспечить ток, больший удерживающего тока тиристора, в течение всего интервала коммутации тока и тем самым помешать запиранию тиристора до момента полного разряда C_2

Индуктивная нагрузка в схемах с двунаправленными тиристорами действует аналогично, и здесь также необходимо применять более быстродействующие приборы или использовать *RC*-цепочки для ограничения du/dt. Эти вопросы рассматриваются в § 7-1-4

Индуктивные нагрузки в цепи пульсирующего постоянного тока часто требуют добавления шунтирующего (буферного) диода (рис 9 6), обеспечивающего протекание тока после запирания тиристора Если индуктивная нагрузка требует питания постоянным током и включается на выходе диодного моста (рис 9-6,*в*), то индуктивность поддерживает протекание тока через тиристор и диоды моста во время прохождения напряжения через нуль, что препятствует запиранию тиристора И здесь добавление буферного диода параллельно нагрузке исключает протекание этого тока через тиристор. Расчетное среднее значение тока такого диода равно 0,5 наибольшего среднего значения тока нагрузки в схеме рис 9-6,*а* и 0,25 от того же тока в схемах рис. 9-6,*б* и *в*.

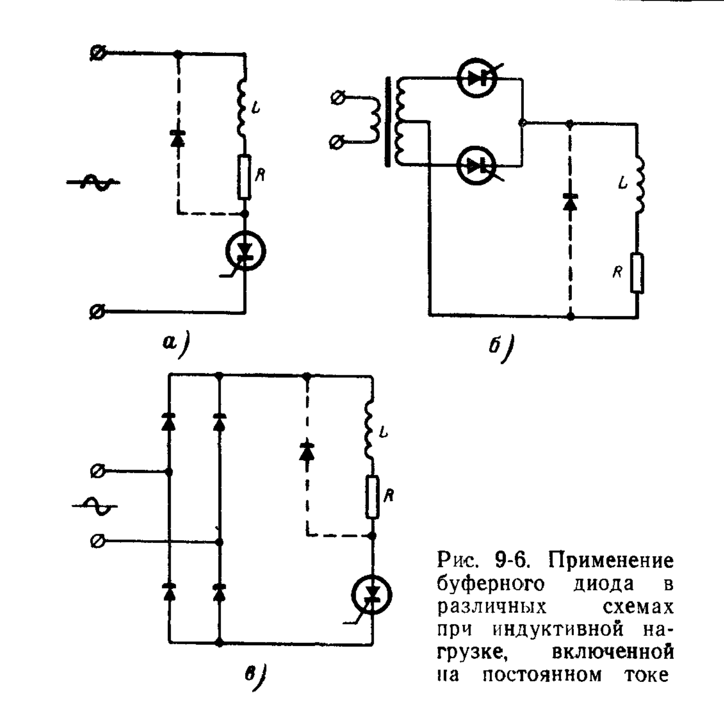


Рис. 9-6. **Применение буферного диода в различных схемах при индуктивной нагрузке, включенной на постоянном токе**

9-4. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРАМИ ПРИ ФАЗОВОМ УПРАВЛЕНИИ

Любой из релаксационных генераторов, описанных в разд. 4, для управления тиристорами может быть применен в устройствах с фазовым регулированием Так как такие схемы являются по сути дела схемами регулируемой задержки, то основное внимание должно быть уделено их синхронизации с источником питания Это обычно осуществляется за счет связи задающего генератора с питающей сетью Существует много вариантов сочетания генераторов импульсов, использующих различные переключающие приборы, с тиристорами, источником питания и нагрузкой Каждый вариант отличается какими-либо свойствами, которые должны быть рассмотрены при выборе схемы с требующимися характеристиками

9-4-1. Схемы с однополупериодным фазовым управлением

В схеме на рис 9-7 использована основная схема релаксационного генератора для изменения угла отпирания α тиристора в течение положительного полупериода Переменное сопротивление R_1 мо-

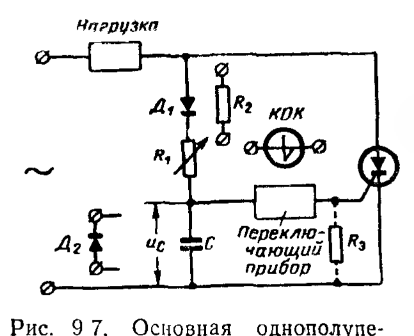


Рис. 9-7. Основная однополупериодная схема с фазовым управлением.

жет изменяться до нуля, поэтому для ограничения тока через переключающий прибор и во входной цепи тиристора в отрицательную половину периода используется диод $Д_1$. Некоторые типы переключающих приборов позволяют заменить этот диод сопротивлением.

На рис. 9-8 показаны диаграммы напряжения питающей сети e и напряжения на конденсаторе u_C. Величины R_1, C, $E_м$ и $U_{отп}$ определяют скорость заряда конденсатора и угол отпирания α_t. Граничные значения углов α_1 и α_2 указаны на рис 9-8,*а*. Если ток через переключающий прибор в момент его отпирания равен $I_{отп}$ (см разд. 4), то можно записать

$$U_{отп} = E_м \sin \alpha_1; \tag{9-1}$$

$$U_{отп} + I_{отп} R_1 = E_м \sin \alpha_2. \tag{9-2}$$

Соотношение (9-2) определяет наибольшее значение R_1, при котором $\alpha_t = \alpha_2$. Величина R_1 может быть рассчитана по заданным значениям $E_м$, C и $U_{отп}$, если пренебречь током $I_{отп}$

$$R_1 = \frac{2E_м}{\omega C (U_{отп} - U_0)}, \tag{9-3}$$

откуда амплитуда напряжения на конденсаторе

$$U_{Cм} = \frac{2E_м}{\omega R_1 C} + U_0. \tag{9-4}$$

Уравнения (9-3) и (9-4) записаны в предположении, что $U_{отп} \ll E_м$, как это имеет место при использовании кремниевого одностороннего ключа в схеме с питанием от сети 120 *в*.

Из уравнения (9-4) видно, что остаточное (или начальное) напряжение U_0 является существенным в таких простых релаксационных схемах Оно складывается из минимального остаточного напряжения переключающего прибора и напряжения, которое появляется на управляющем переходе тиристора, проводящего ток нагрузки.

Если в течение первого полупериода напряжение отпирания переключающего прибора не достигнуто, то отпирание не происходит и на конденсаторе остается высокое остаточное напряжение. В результате, как показано на рис 9-8,*б*, конденсатор заряжается от периода к периоду, пока не происходит отпирание (режим «проскакивания» периодов) Этого можно избежать путем соответствующего

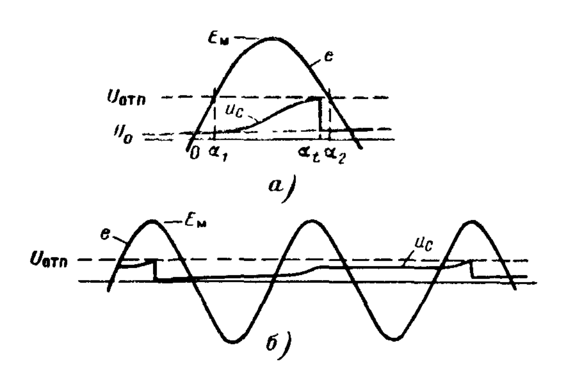


Рис. 9-8 Графики напряжений в схеме рис. 9-7 (с диодом $Д_1$ при использовании КОК в качестве переключающего прибора).

ограничения R_1 сверху, определяемого при наименьших значениях $E_м$, C, $I_{отп}$ и наибольшем $U_{отп}$. С другой стороны, при изменении параметров в противоположную сторону в пределах допуска получается наибольший угол отпирания тиристора, не обеспечивающий требуемой минимальной мощности в нагрузке.

Можно наверняка избежать режима «проскакивания», если в конце каждого полупериода автоматически устанавливать заданное напряжение U_0 на конденсаторе, даже если уровень $U_{отп}$ не достигается Такой режим можно обеспечить, если заменить диод $Д_1$ сопротивлением R_2 (рис. 9-7). Тогда конденсатор в конце каждого отрицательного полупериода будет заряжаться с отрицательной полярностью. Если переключающий прибор не проводит под действием отрицательных напряжений, то отрицательное смещение однозначно определяется величиной R_1. Нормальный режим работы схемы устанавливается по прошествии одного периода. Если же переключающий прибор проводит при отрицательных U_0, можно включить второй диод $Д_2$ параллельно C, чтобы ограничить напряжение на конденсаторе в течение обратного полупериода на уровне, примерно равном —1 *в*.

В случае использования двустороннего переключающего прибора, такого, как кремниевый двусторонний ключ (КДК) или неоновая лампа, диод $Д_2$ не нужен (разумеется, при условии, что R_2 ограничивает отрицательный ток), но величина U_0 в начале положительного полупериода будет зависеть от числа колебаний, которые имели место во время отрицательного полупериода, т. е. в конечном счете от величины R_1. Изменение R_1 изменяет целое число колебаний, а следовательно, ступенчато изменяет U_0, поэтому и угол отпирания тиристора изменяется ступенчато.

Автоматическая установка напряжения на конденсаторе достигается за счет вынужденного отпирания переключающего прибора в конце положительной полуволны (рис. 9-9 и 9-10). В схеме рис. 9-9

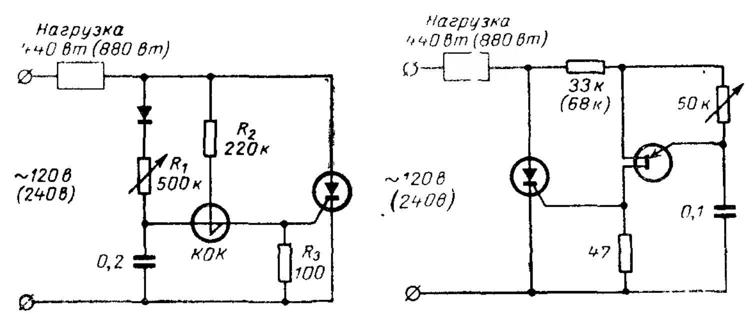


Рис. 9-9. Фазовое управление в однополупериодной схеме с помощью КОК.

Рис 9-10. Фазовое управление в однополупериодной схеме при помощи ОПТ.

сопротивление R_2 задает огрицательный ток на входе кремниевого одностороннего ключа КОК (см. разд 4), который вызывает его отпирание и разрядку конденсатора в момент, когда питающее напряжение становится отрицательным. В случае однопереходного транзистора (ОПТ) переключающее напряжение является функцией междубазового напряжения (рис. 9-10), и конденсатор разряжается через ОПТ в конце положительного полупериода, когда междубазовое напряжение стремится к нулю.

В предыдущих примерах напряжение на переключающем приборе спадает к нулю после отпирания тиристора. Это позволяет избежать многократных релаксаций и снизить R_1 до нуля без вреда для управляющей цепи. Если же схема управления подключается непосредственно к питающей сети, а не к аноду тиристора, необходимо иметь последовательно с R_1 защитное сопротивление около 5 *ком*. Такая схема управления имеет три вывода вместо двух у предыдущих, и это иногда препятствует ее применению

9-4-2. Схемы с двухполупериодным фазовым управлением

Каждая из схем, рассмотренных в предыдущем параграфе, может использоваться для управления тиристором на выходе двухполупериодного диодного моста (см рис. 9-1,*д*). При этом схема рис. 9-10 с ОПТ не требует никаких переделок, тогда как в варианте рис. 9-9 с КОК необходимо заменить резистор R_2 на 22 *ком*, добавить другое сопротивление 22 *ком* между входом КОК и катодом тиристора и исключить диод. Эти изменения нужны для того, чтобы обеспечить процесс восстановления КОК.

Наиболее простым вариантом схемы двухполупериодного управления является сочетание двустороннего переключающего диода (ДПД) с двунаправленным тиристором (рис. 9-11). Временные диаграммы напряжений (рис. 9-12) аналогичны рассмотренным ранее, за исключением того, что остаточное напряжение на конденсаторе

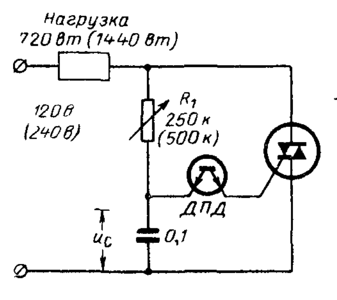


Рис. 9-11 Основная схема регулятора переменного тока с двунаправленным тиристором и ДПД в качестве переключающего прибора (параметры в скобках для напряжения сети **240 *в***).

Рис. 9-12. Графики напряжений для схемы рис 9-11

U_0 в конце каждого полупериода имеет полярность, обратную по отношению к напряжению $U_{отп}$, необходимому для очередного переключения Кривая u_C для установившегося режима при малом угле проводимости показана сплошной линией. Пунктирная кривая u_C показывает, как изменяется работа схемы в результате некоторого увеличения R_1. К началу очередного полупериода непосредственно после изменения R_1 напряжение U_0 еще не успело измениться, так как на предыдущем полупериоде диод переключился. К концу первого полупериода амплитуда напряжения на конденсаторе ниже $U_{отп}$, и отпирание ДПД не происходит Для очередного полупериода U_0 становится более отрицательным, и, следовательно, уровень $U_{отп}$ тем более не будет достигнут, схема остается в запертом состоянии до тех пор, пока вновь не будет уменьшено R_1.

После того как отпирание произошло, снижение R_1 вызывает увеличение u_C, однако когда u_C достигает напряжения отпирания $U_{отп}$, остаточное напряжение U'_0 резко уменьшается. Это увеличивает u_C в последующем полупериоде, и отпирание происходит при

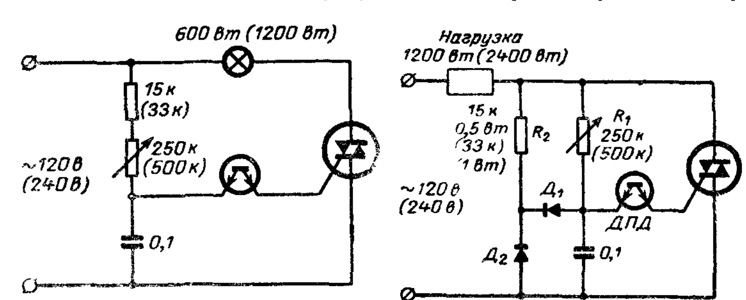


Рис 9-13. Вариант схемы рис. 9-11, исключающий броски тока в процессе регулирования

Рис 9-14. Вариант схемы рис 9-11 с диодным восстановлением напряжения на конденсаторе (параметры в скобках для напряжения сети **240 *в***)

Рис 9 15 Вариант схемы рис 9 11 с расширенным диапазоном регулирования

значительно меньшем угле задержки В результате ток нагрузки резко возрастает от нуля до некоторого промежуточного значения, после чего его можно плавно изменять в пределах, определяемых значениями α_1 и α_2

Этот эффект броска тока можно ослабить путем подключения схемы управления непосредственно к питающей сети (рис 9-13) Улучшение достигается благодаря тому, что между моментом отпирания и окончанием полупериода напряжение на конденсаторе частично восстанавливается При этом U_0 возрастает, а следовательно, уменьшается его влияние на последующем полупериоде Так как после отпирания тиристора напряжение с цепи управления не снимается, в схему введено сопротивление 15 *ком* для ограничения мощности в управляющей цепи Другим недостатком этой схемы является ограничение максимума мощности из за увеличенного минимального угла задержки α_1

Полная мощность в цепи нагрузки может быть достигнута при использовании диодной схемы, восстанавливающей напряжение на конденсаторе в конце каждого положительного полупериода (рис 9 14) В течение положительного полупериода оба диода заперты, и конденсатор заряжается через R_1 Если u_C не достигает $U_{отп}$, отпирание не происходит, но когда напряжение питания становится меньше u_C конденсатор разряжается через $Д_1$ и R_2 После изменения знака напряжения питания начинает проводить диод $Д_2$, а конденсатор заряжается отрицательно Восстановления напряжения в конце отрицательного полупериода не происходит, но все таки эффект броска тока нагрузки здесь значительно ослаблен

На рис 9 15 приведена другая схема в которой этот эффект также ослаблен Здесь используется второй конденсатор C_2 для подзаряда C_1 после переключения, когда U_0 возрастает примерно до уровня $U_{отп}$ Наибольший угол α_2 в этой схеме не ограничивается значением, при котором $U_{отп}$ равно напряжению питания, т е второй конденсатор расширяет диапазон изменения фазы напряжения u_{C1} свыше 90° Однако в этом случае становится возможным отпирание ДПД и тиристора при угле превышающем 180°, т е в начале следующего полупериода что обычно недопустимо Поэтому R_3 делают обычно регулируемым и настраивают его на получение минимума мощности в нагрузке при наибольшем значении R_1

9-5 УВЕЛИЧЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ СХЕМ ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

Все рассмотренные схемы управляются изменением сопротивления Чтобы изменять мощность в нагрузке от минимума до максимума, требуется изменение сопротивления в весьма широких преде-

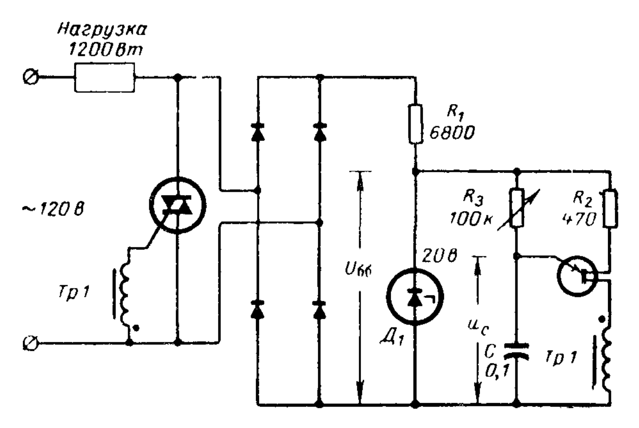


Рис 9-16 Фазовое управление двунаправленным тиристором с помощью ОПТ через разделительный трансформатор

лах Это обычно приемлемо для устройств с ручным управлением Однако в замкнутых системах регулирования, где входным сигналом является напряжение или ток, простые *RC*-цепочки непригодны, хотя иногда могут использоваться схемы с конденсаторами и с фоторезисторами или терморезисторами, но лишь при очень больших перепадах освещенности или температуры

9-5-1. Ручное управление

На рис 9 16 показана удобная схема ручного управления тиристором, основанная на использовании ОПТ Стабилитрон ограничивает управляющее напряжение на заданном уровне, как изображено на рис 9 17 Так как напряжение переключения e_p однопереходного транзистора составляет определенную долю междубазового напряжения $U_{б\,б}$, как показано штриховой кривой то конденсатор будет заряжаться по экспоненте стремящейся к $U_{б\,б}$, пока не будет достигнуто напряжение e_p Пусть $e_p = 0{,}63\ U_{б\,б}$, т е переключение происходит спустя время, равное τ Следовательно, чтобы

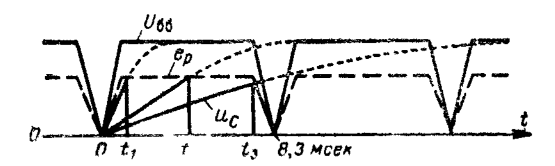


Рис 9 17 Диаграммы напряжений, поясняющие работу схемы рис 9-16

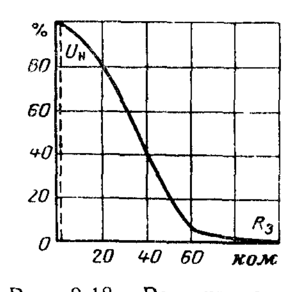
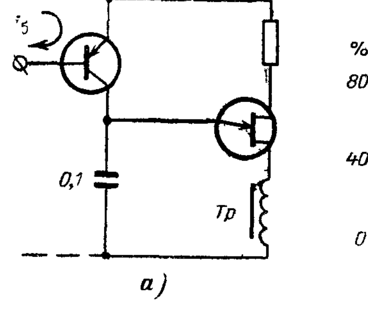


Рис 9-18 Регулировочная характеристика схемы 9-16

перекрыть диапазон от 0,3 до 8 *мксек*, надо во столько же раз изменить произведение R_3C. Поскольку C фиксировано, кратность изменения сопротивления R_3 равна 27. Этот диапазон очень велик, а регулировочная характеристика оказывается резко нелинейной (рис 9-18), поэтому такую схему можно использовать только для ручного управления.

Замена резистора R_3 транзистором (рис 9-19,*а*), управляемым за счет изменения тока базы, повышает чувствительность схемы, но сохраняет высокую кратность изменения омического плеча *RC*-схемы и нелинейность характеристики (рис. 9-19,*б*).

Чувствительность схемы можно резко повысить путем применения низкоомного потенциометра, включенного, как показано на рис 9-20,*а*. Так как экспонента зарядки конденсатора нарастает



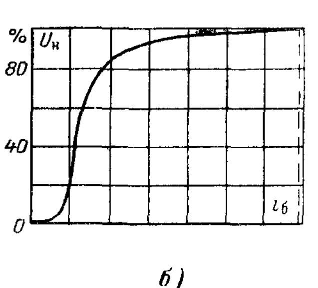
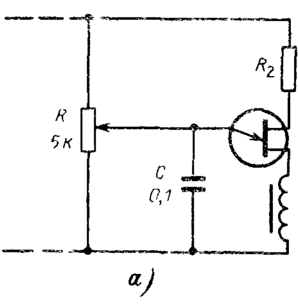


Рис 9-19 Замена сопротивления R_3 в схеме рис 9-16 транзистором (*а*) и регулировочная характеристика (*б*)



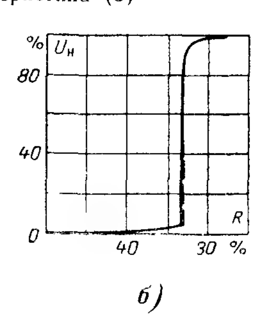


Рис. 9-20. Фазовое регулирование в схеме рис. 9-16 с помощью потенциометра (*а*) и регулировочная характеристика (*б*).

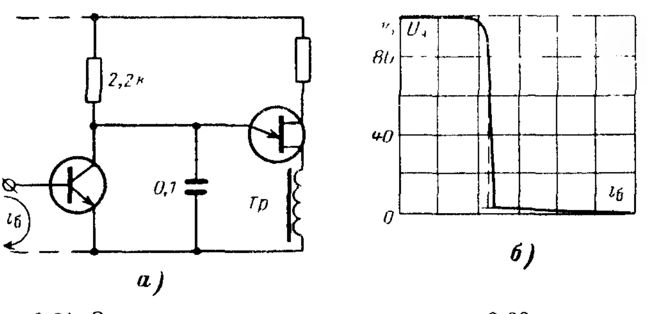


Рис. 9-21. Замена нижнего плеча в схеме рис. 9-20 регулирующим транзистором (*а*) и регулировочная характеристика (*б*).

очень быстро, а максимальное напряжение определяется положением движка потенциометра, регулировочная характеристика здесь также нелинейна (рис. 9-20,*б*). Если стабилитрон имеет заметное внутреннее сопротивление в области лавинного пробоя, форма кривой ограниченного напряжения не будет идеально плоской на вершине, а будет иметь некоторый максимум около 90°. В результате возможен скачок в регулировочной характеристике, как показано на рис 9-20,*б* пунктиром.

Применение транзистора (рис. 9-21) повышает чувствительность схемы, но нелинейность и опасность скачкообразного изменения остаются.

9-5-2. Фазовое управление путем наложения переменного напряжения на трапецеидальный «пьедестал»

Комбинируя схемы рис. 9-16 и 9-20,*а*, можно получить вариант рис. 9-22,*а*, в котором экспоненциальное напряжение начинает нарастать с определенного уровня, устанавливаемого потенциометром. Переходная характеристика *1* на рис. 9-22,*б* построена для $\tau = R_2C = 8$ *мсек*. Чувствительность схемы можно повысить, увеличив τ до 25 *мсек* (кривая *2*). Напряжение на конденсаторе C нарастает практически по прямой, начиная с определенного основания (пьедестала) (рис. 9-22,*в*). Малые изменения высоты основания дают большие вариации угла отпирания. Линейная зависимость между высотой пьедестала и углом отпирания еще не означает, однако, линейного закона регулирования вследствие синусоидальной формы кривой регулируемого напряжения.

Можно получить как высокую чувствительность, так и линейность регулирования, если заряжать конденсатор C_1 от источника синусоидального напряжения (рис. 9-23,*а*). При этом на основание накладывается косинусоидальная волна, которая примерно компенсирует нелинейность синусоидального питающего напряжения. В результате регулировочная характеристика (рис 9-23,*б*) получается

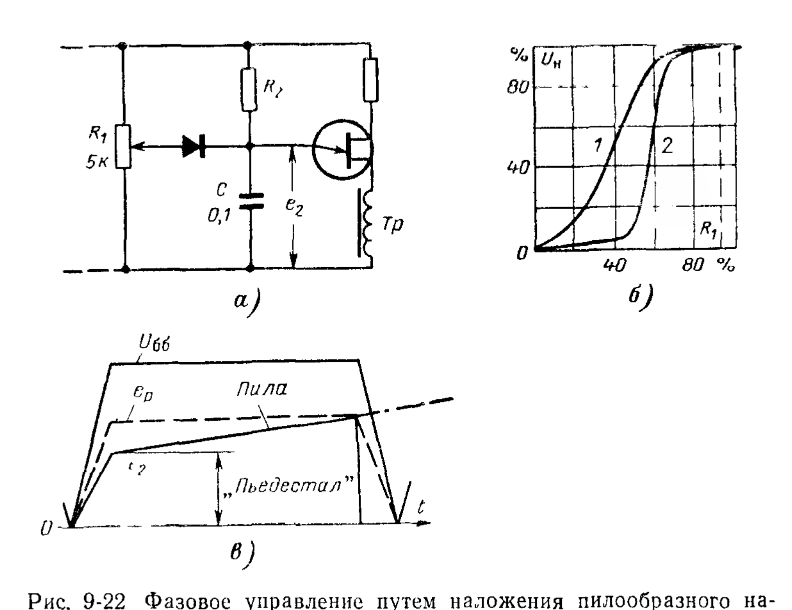


Рис. 9-22 Фазовое управление путем наложения пилообразного напряжения на «пьедестал».
а — схема, *б* — регулировочные характеристики, *в* — диаграмма напряжений

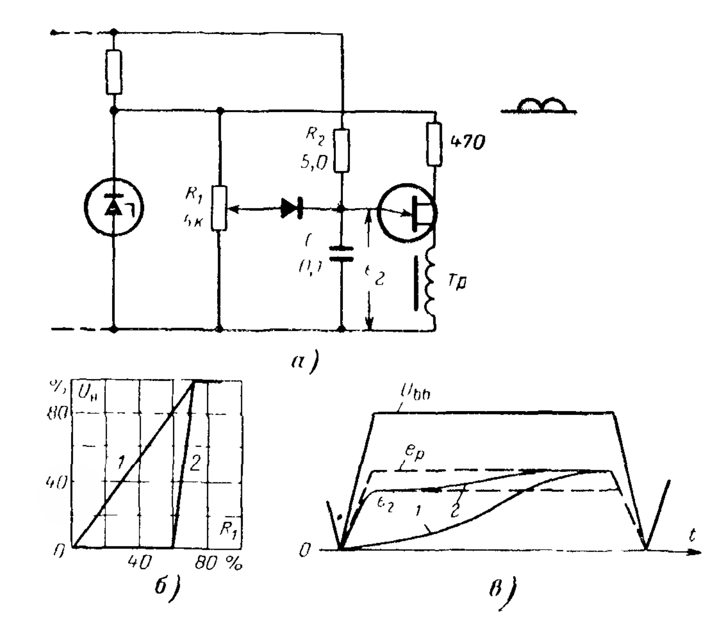


Рис. 9-23 Фазовое управление путем наложения косинусоидального напряжения на «пьедестал»
а — схема; *б* — регулировочные характеристики, *в* — диаграмма напряжений.

практически линейной Чувствительность системы можно изменять в широких пределах путем изменения величины зарядного сопротивления R_2 (рис. 9 23,*в*). Выбирая амплитуду косинусоидального напряжения равной, например, 1 *в* и полагая напряжение стабилитрона 20 *в*, получаем, что изменение положения движка потенциометра всего лишь на 5% обеспечивает полный диапазон изменения выходного напряжения по линейному закону

Параметры, показанные на рис 9-23,*а* характерны при частоте питающей сети 60 *гц* Сопротивление потенциометра должно быть достаточно мало для быстрой зарядки конденсатора и возможности отпирания тиристора в самом начале периода Это является ограничивающим фактором с точки зрения входного сопротивления схемы управления Логарифмическая вольт-амперная характеристика диода ограничивает чувствительность, которая может быть получена при достаточной линейности переходной характеристики. При высоте пьедестала 1 *в* еще можно пренебречь нелинейностью характеристики диода, но дальнейшее уменьшение высоты пьедестала нарушает линейность закона регулирования, получаемую при наложении на него косинусоиды Вместо диода можно использовать стабилитрон с его более острым коленом вольт-амперной характеристики Это, однако, требует некоторого увеличения напряжения на потенциометре. Третьим ограничивающим фактором является ток в точке отпирания однопереходного транзистора Этот ток должен полностью по-

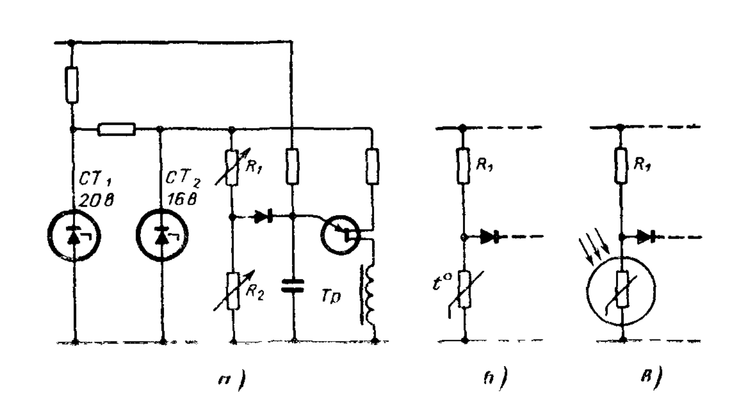


Рис. 9-24 Варианты схемы фазового управления рис 9 23,*а*

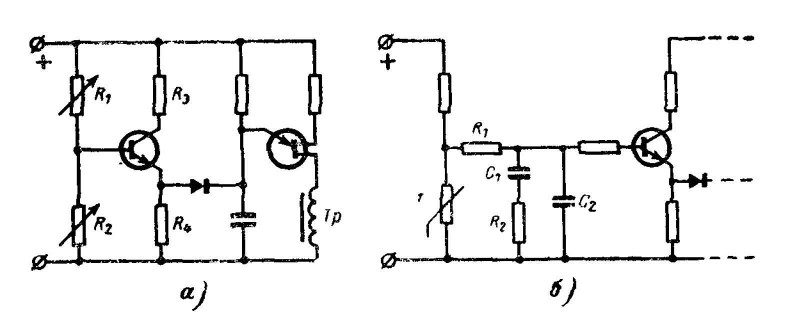


Рис 9-25. Варианты схемы рис 9-22,*а*

крываться ветвью с R_2, и его величина не должна превышать 1/10 зарядного тока C в конце полупериода, чтобы избежать искажения формы кривой. Типовое значение этого тока для ОПТ 2N2647 — 2 *мка,* что вполне допустимо даже для высокочувствительных схем Четвертое ограничение — сопротивление стабилитрона. Оно должно быть минимальным, чтобы поддерживать практически постоянным напряжение отпирания ОПТ в течение половины периода Если напряжение стабилитрона, определяющее высоту пьедестала, изменяется на 0,1 *в*, то амплитуда пилы должна быть порядка 1 *в*. Следует учесть также влияние температуры на ОПТ и другие компоненты при работе с малыми амплитудами напряжений (порядка 1 *в*)

Схема на рис. 9-24,*а*, видоизменена для работы в системах регулирования с обратной связью Стабилитрон CT_2 имеет несколько меньшее напряжение, чем CT_1, и служит для получения возможно более плоской вершины пьедестала Сопротивления R_2 и R_1 образуют делитель напряжения, который и определяет высоту пьедестала Изменение любого из этих сопротивлений может выполнять функции управления, хотя чаще используется вариация R_2. На рис 9-24,*б* и *в* показано применение в качестве R_2 терморезистора для регулирования температуры и фоторезистора для регулирования света как в замкнутых, так и в разомкнутых системах.

Для увеличения входного сопротивления можно использовать эмиттерный повторитель, как показано на рис 9-25,*а*. Если усиление транзистора по току около 100, то сопротивления R_1 и R_2 могут быть увеличены с 3 до 300 *ком* и тем самым мощность чувствительного элемента существенно снижена. Это особенно существенно при работе с терморезисторами. Сопротивление R_3 в коллекторной цепи триода необходимо для ограничения тока заряда конденсатора и предотвращения преждевременного переключения однопереходного транзистора

Во многих случаях в замкнутых системах автоматического регулирования с фазосдвигающими элементами при большом усилении наблюдается нестабильность, проявляющаяся в большом перерегулировании, автоколебаниях либо «рыскании» (см. разд 12). Транзистор позволяет ввести фазокорректирующие цепи, подобные R_1, C_1, R_2, C_2 на рис 9-25,*б*, чтобы стабилизировать систему.

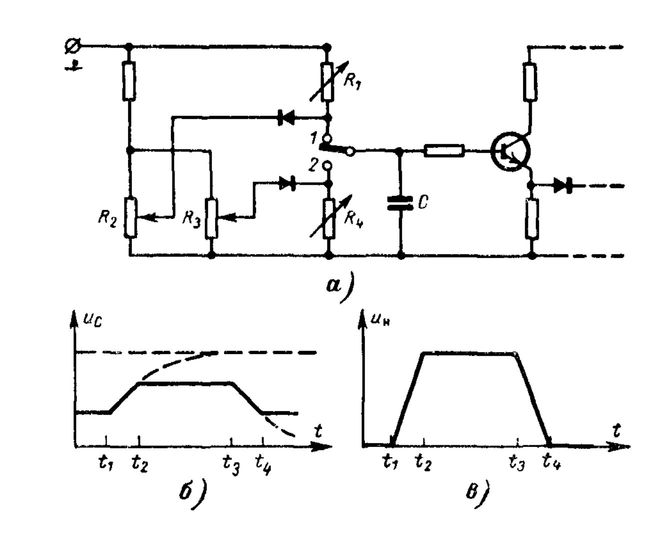


Рис. 9-26. Схема фазового управления, обеспечивающая плавное включение и выключение нагрузки.

R_1 — регулирует скорость заряда, R_2 — устанавливает верхний предел и осуществляет фазовое регулирование, R_3 — устанавливает нижний предел, R_4 — регулирует скорость разряда

Стабилизация системы существенно облегчается благодаря линейному закону регулирования. Усиление может регулироваться сопротивлением, определяющим наклон пилы (R_2 на рис. 9-23), в качестве которого могут использоваться фото- и терморезисторы, благодаря чему это сопротивление становится второй входной величиной Чтобы не перегружать входную цепь, можно включить сопротивление в базовую цепь транзистора. Верхний и нижний пределы регулирования могут быть ограничены диодными схемами.

Способность схемы работать с сигналами постоянного тока позволяет выполнить систему с плавным включением и выключением (рис 9-26,*а*). Эта схема позволяет настраивать отдельно скорость включения и выключения нагрузки, линейность, верхнюю и нижнюю границы отсечки, а также управлять фазовым углом вручную посредством изменения высоты пьедестала. Характеристики системы показаны на рис 9-26,*б* и *в*, переброс ключа в положение *1* «Включено» производится в точке t_1, в положение *2* — «Выключено» — в точке t_3.

Дистанционное управление может осуществляться и сигналом переменного напряжения (как звуковой частоты — от магнитофона или тахогенератора, так и радиочастотного с низкочастотной мо

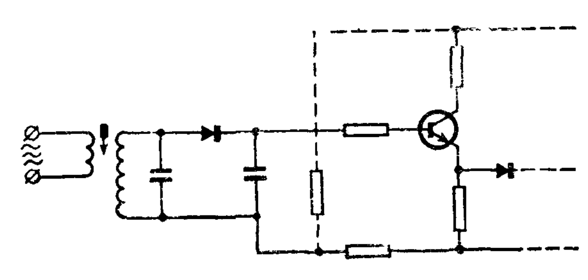


Рис. 9-27. Фазовое управление посредством частотно-модулированного сигнала (вариант схемы рис. 9 25,*а*).

дуляцией или без нее) посредством схемы рис. 9-27. Отсечка напряжения диодом в сочетании с высоким усилением системы обеспечивает защиту от помех и заметно повышает добротность избирательного контура, сужая его полосу пропускания. Если отсечка не нужна, но высокое усиление желательно сохранить, то во входную цепь подают смещение, как показано пунктиром. Использование обычного балансного модулятора позволит управлять схемой посредством частотно-модулированных колебаний

Другие возможные варианты включения транзисторов, обеспечивающие широкие возможности согласования схемы с источником сигнала, приведены на рис. 9 28 Так, схема с эмиттерным повторителем (рис 9-28,*а*) используется, если не требуется большая чувствительность по напряжению. Схемы (рис. 9-28,*б* и *в*) с включением *n-p-n-* и *p-n-p*-транзисторов с общим эмиттером дают большое усиление по напряжению и имеют малое входное сопротивление, но требуют температурной компенсации при работе с малыми сигналами. Заметим, что схемы рис 9-28,*б* и *в* опрокидывают фазу входного сигнала Во многих случаях предпочтительнее схема с эмиттерным повторителем на кремниевом транзисторе благодаря ее высокой стабильности при изменении температуры

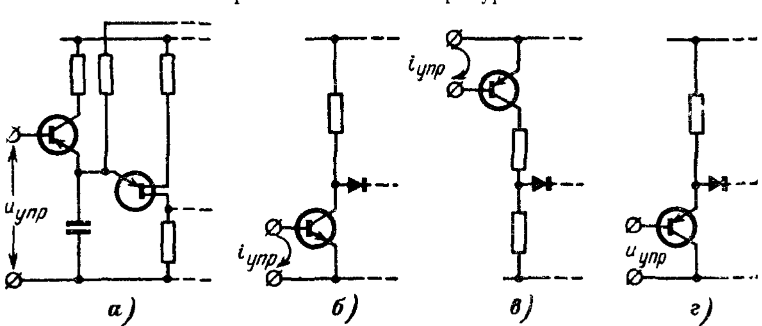


Рис. 9-28 Варианты включения транзистора для изменения высоты «пьедестала».

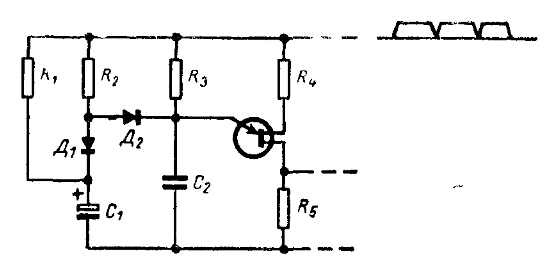


Рис 9-29. Вариант схемы с плавным включением нагрузки.

Вариант схемы с плавным пуском показан на рис 9-29. Здесь диод $Д_1$ регулирует высоту пьедестала. Конденсатор C_1 до нескольких сотен микрофарад медленно заряжается через R_2 Сопротивление R_1 продолжает зарядку за точкой переключения ОПТ устраняя тем самым воздействие на C_1 со стороны ОПТ, а также обеспечивает разряд C_1, когда схема выключена Питание этой схемы должно осуществляться от сети непосредственно, а не от зажимов тиристора, чтобы обеспечить полную зарядку C_1.

На рис. 9-30 показана схема, в которой компенсируются колебания питающего напряжения. С этой целью используется цепочка R_2C_1, с помощью которой к напряжению кремниевого стабилитрона добавляется величина, пропорциональная питающему напряжению. Эта сумма и является междубазовым напряжением однопереходного транзистора Тогда уменьшение питающего напряжения снижает питание ОПТ и вызывает уменьшение угла задержки Величина R_2

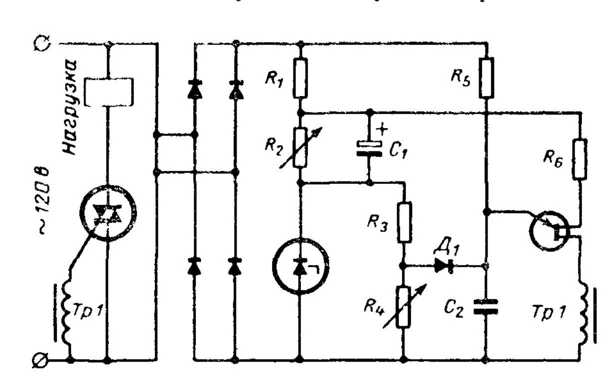


Рис 9-30 Схема фазового управления с компенсацией изменений питающего напряжения

R_1 — 5 000 *ом*, 3 *вт*, R_2 — 500 *ом*; R_3 — 3,3 *ком*; R_4 — 10 *ком*; R_5 — 5 *мом*; R_6 — 1 *ком*, C_1 — 220 *мкф*, 10 *в*, C_2 — 0,1 *мкф*, ОПТ типа 2N2646

зависит от амплитуды пилообразного напряжения, следовательно, от R_5. Введение такой компенсации не препятствует регулированию высоты пьедестала любым из способов, применимых в системах регулирования и стабилизации. Подобная компенсация позволяет поддерживать действующее напряжение на выходе стабильным с точностью 5% при изменении питания на 50%. Нижняя граница стабилизации достигается в момент, когда питающее напряжение равно заданному выходному.

Регулирование по току может быть осуществлено при введении напряжения обратной связи с последовательного сопротивления, однако это требует выпрямления и сглаживания сигнала при работе в регуляторах переменного тока. В качестве датчика тока можно использовать лампу накаливания с светочувствительным элементом (см. разд. 12). Инерционность лампы и светочувствительного элемента в такой системе достаточно велики, в связи с чем сглаживание не нужно. Важно подчеркнуть, что в такой замкнутой системе стабилизируется действующее, а не среднее значение тока. Подобный закон обеспечивается также и с терморезисторным датчиком. При необходимости уменьшить активные потери в датчике тока и получить большую амплитуду сигнала можно использовать трансформаторы тока. Иногда используются также датчики Холла или другие элементы, реагирующие на магнитный поток, у которых выходной сигнал пропорционален среднему значению тока.

Все рассмотренные схемы, покрывающие широкую область применений, основаны на так называемом «вертикальном» принципе управления при использовании в качестве входного сигнала напряжения, тока или величины сопротивления. Их достоинством является возможность регулирования усиления, линейность, возможность выбора большего или меньшего входного сопротивления, благодаря чему они хорошо согласуются с другими блоками разомкнутой либо замкнутой системы регулирования.

9-6 СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ РЕГУЛЯТОРА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ

Индуктивная нагрузка в цепи переменного тока предъявляет по крайней мере два основных требования к схемам управления тиристорами, вытекающих из необходимости иметь симметричную кривую нагрузочного тока: 1) синхронизация системы управления должна осуществляться непосредственно от питающей сети, а не напряжением, снимаемым с тиристора; 2) управляющий сигнал тиристора должен иметь длительность, равную интервалу его проводимости. Схема на рис. 9-31 удовлетворяет этим требованиям.

Однопереходный транзистор $ОПТ_1$ присоединен к зажимам питающей сети через мостовой выпрямитель, благодаря чему он может переключаться в любую половину периода.

Постоянная времени $(R_2+R_3)C_1$ определяет угол запаздывания отпирания ОПТ α и формирования первого импульса на первичной обмотке разделительного трансформатора *Тр2* в каждую половину периода. Эти импульсы поступают непосредственно на входы тиристоров T_3 и T_4. Тот из них, анод которого положителен, включается и отпирает соответствующий главный тиристор T_1 или T_2. Анодное

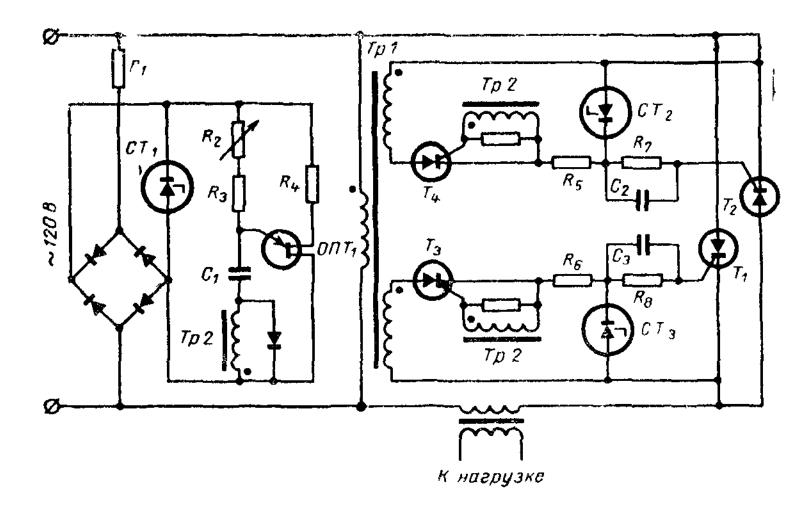


Рис. 9-31. Применение вспомогательных тиристоров для фазового управления встречно включенными силовыми тиристорами.

R_1 — 3,3 ком, 5 вт; R_2 — 250 ком, 2 вт (ручное управление); R_3 — 3,3 ком, 1 вт; R_4 — 330 ом, 0,5 вт; R_5, R_6 — 22 ом, 1 вт; R_7, R_8 — 33 ком, 2 вт; C_1, C_2, C_3 — 0,1 мкф; ОПТ типа 2N2646; T_3, T_4 — типа 2N1595; *Тр1* — 120/12,6/12,6 в.

*напряжение на управляющие тиристоры T_3 и T_4 подается с понижа*ющего трансформатора *Тр1*. Резисторы R_5 и R_6 со стабилитронами CT_2 и CT_3 ограничивают входное напряжение главных тиристоров и уменьшают потери мощности в их управляющих цепях. Цепочки R_7C_2 и R_8C_3 также уменьшают рассеяние мощности за счет более быстрого отпирания этих тиристоров большим импульсом тока.

Если необходима изоляция между управляющим сигналом схемы и сетью, то часть схемы, содержащая вентильный мостик и генератор импульсов на ОПТ, может питаться через изолирующий трансформатор со вторичным напряжением порядка 110 *в*, причем нагрузка его не превышает 30 *ма*. Разумеется, сигнал, управляющий моментом включения тиристоров T_3 и T_4, может формироваться с помощью самых различных схем, но существенно, чтобы отпирание главных тиристоров T_1 и T_2 производилось почти прямоугольными импульсами, синхронизированными с питающей сетью.

Схема на рис. 9-32 является более простым и дешевым вариантом описанного устройства. Выпрямительный мост питает переключающую схему на ОПТ и подпитывает тиристор T_1 током, равным удерживающему току. Если переключение ОПТ и отпирание тиристора T_1 произошло до момента запирания двунаправленного тиристора, однонаправленный тиристор остается проводящим и его ток ограничивается сопротивлением R. В этом случае запирание двунаправленного тиристора при нулевом анодном токе не может произойти, поскольку в его входной цепи протекает ток через (в зави

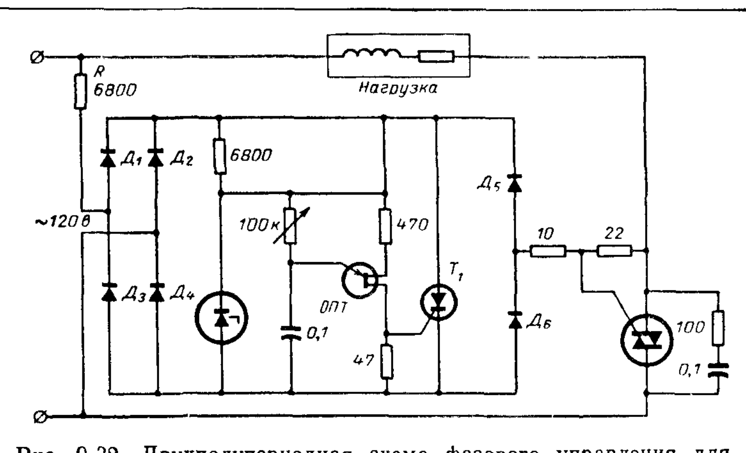


Рис. 9-32. Двухполупериодная схема фазового управления для индуктивной нагрузки, включенной на переменном токе.

симости от полярности) диоды $Д_5$ или $Д_6$, тиристор T_1 и диоды $Д_4$ или $Д_2$. За счет использования высоковольтных диодов и тиристора в этой схеме можно обойтись без трансформаторов и снизить стоимость, размеры и вес.

Если коэффициент мощности нагрузки достаточно высок и допускается малая асимметрия тока нагрузки, то можно воспользоваться схемой рис. 9-15, включив нагрузку, как показано пунктиром. Когда R_1 мало (максимальная мощность нагрузки), напряжение питания переключающего прибора равно напряжению на двунаправленном тиристоре, следовательно, очередное переключение не может произойти до момента спада тока нагрузки до нуля. В случае большого R_1 переключающий прибор питается в основном напряжением сети, что обеспечивает хорошую симметрию и ничтожно малую постоянную составляющую в токе нагрузки.

9-7. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С НЕОНОВЫМИ ЛАМПАМИ

Схемы фазового управления тиристорами с использованием в качестве переключающих приборов неоновых ламп сочетают в себе низкую стоимость подобно схемам с диодом и RC-цепочкой и хорошие рабочие характеристики. Кроме того, в таких простых схемах, обладающих, однако, большим входным сопротивлением, имеется возможность регулировать скорость заряда конденсатора схемы с помощью приборов, реагирующих на свет, тепло, давление и т. д.

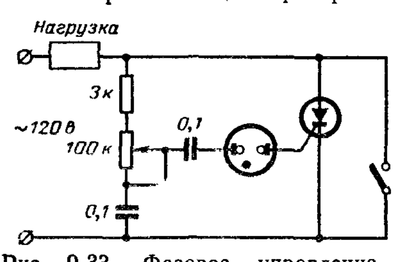


Рис. 9-33. Фазовое управление в однополупериодной схеме с помощью неоновой лампы.

На рис 9-33 показана однополупериодная схема с подобным управлением. Неоновая лампа осуществляет отпирание тиристора, когда напряжение на конденсаторах 0,1 *мкф* достигнет величины напряжения зажигания В такой схеме изменение момента отпирания тиристора обеспечивает регулирование мощности в нагрузке от нуля до 95% величины, соответствующей обычному однополупериодному выпрямлению Полная мощность может быть обеспечена с помощью дополнительного ключа параллельно тиристору.

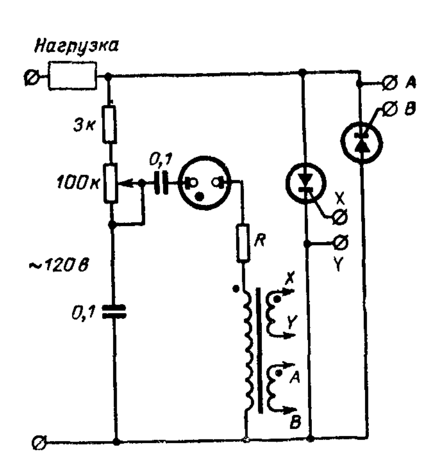


Рис. 9-34 Фазовое управление в двухполупериодной схеме переменного тока с помощью неоновой лампы.

В схеме на рис 9-34 использован трансформатор, через который управляющие импульсы подаются на два встречно-параллельно соединенных тиристора Неоновая лампа работает здесь, как в однополупериодной схеме Резистор R и разделительный трансформатор должны быть выбраны таким образом, чтобы импульсы на управляющих электродах тиристоров имели достаточную крутизну. Наибольшая мощность в нагрузке всего лишь на 5% меньше той, которая получается при идеальной синусоидальной кривой напряжения

9-8. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ДЛЯ НАГРУЗОК ПОСТОЯННОГО ТОКА

Рисунок 9-35 иллюстрирует использование тиристоров в типовой схеме однофазного выпрямителя с фазовым управлением. Изменяя R_7, можно плавно регулировать напряжение на зажимах нагрузки от максимального до нуля. Здесь, так же как и в схемах ключей переменного тока с фазовым управлением, для получения управляющего сигнала для отпирания обоих тиристоров в разных полупериодах используется один ОПТ. Выпрямленное диодами $Д_1$ и $Д_2$ и ограниченное стабилитроном CT напряжение прямоугольной формы с амплитудой 20 *в* подается к ОПТ. Угол отпирания тиристоров T_1 и T_2 определяется постоянной времени $(R_6+R_7)C_1$. При частоте 60 *гц* угол отпирания может изменяться примерно от 10 до 180° (полное запирание)

Если действующее значение напряжения вторичной обмотки, прикладываемого к анодам тиристоров, менее 100 *в*, то для питания генератора на ОПТ нужно использовать отдельный источник На рис. 9-35 для этого случая показан диодный мостик, подключенный к дополнительной обмотке силового трансформатора с напряжением

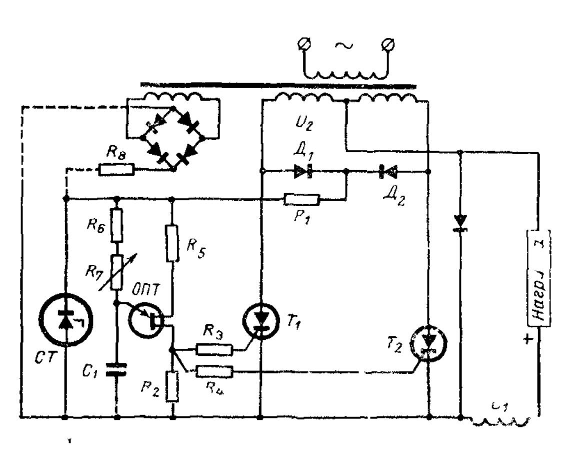


Рис. 9.35. Фазовое управление в схеме двухполупериодного выпрямителя

R_1 — 3,3 ком, вт при U — 117 в; R_2 — 47 ом, 0,5 вт; R_3, R_4 — 22 ом, 0,5 вт; R_5 — 390 ом, 0,5 вт; R_6 — 2,7 ком, 0,5 вт; R_7 — 50 ком; R_8 — 3,3 ком, 5 вт; C_1 — 0,2 мкф

117 в. Это позволяет получить для управления прямоугольное напряжение с более крутыми фронтами и с достаточной амплитудой.

Стабилизированные источники питания постоянного тока описаны в разд. 12.

9-9. МНОГОФАЗНЫЕ СХЕМЫ НА ТИРИСТОРАХ

Применение тиристоров не ограничивается однофазными схемами переменного тока. Они могут быть использованы и в многофазных схемах вместо обычных неуправляемых вентилей. Независимо от типа применяемой выпрямительной схемы к ней предъявляются следующие два основных требования: схема должна позволять подавать в определенное время пусковые сигналы для отпирания тиристоров и обеспечивать запирание тиристоров подачей обратного напряжения.

Что касается запирания, то изменение полярности питающего напряжения в обычных выпрямительных схемах будет автоматически возвращать тиристор в закрытое состояние. Обычно этот процесс называется коммутацией под действием переменного напряжения сети. При этом на прибор воздействует обратное напряжение, которое способствует его запиранию. По этой причине обычные схемы выпрямления переменного тока не предъявляют к тиристору особых требований в отношении времени восстановления, как это имеет место в случае определенных типов инверторов или схем прерывателей постоянного тока, в которых прямое напряжение прикладывается повторно к управляемому вентилю немедленно вслед за его запиранием. Однако в выпрямительных схемах к тиристорам и соединенным с ними последовательно (в некоторых схемах) неуправляемым вентилям немедленно после пропускания полного прямого тока может быть в зависимости от значения угла отпирания приложено обратное напряжение определенной величины вплоть до полного (амплитудного). Такой режим работы способствует возникновению в этот момент обратных перенапряжений. В частности, если используется последовательное соединение тиристоров, должны быть приняты меры, чтобы обеспечить равномерное распределение таких обратных перенапряжений на всех последовательных приборах. Об этом более подробно сказано в разд. 6.

При использовании тиристоров в многофазных схемах необходимо обеспечить правильную фазировку пусковых сигналов, т. е. фазовый сдвиг импульсов, подаваемых на тиристоры, должен соответствовать типу выпрямительной схемы и требуемому углу фазового управления.

На рис. 9.36 помещена распространенная схема трехфазного моста, у которого катодная группа вентилей состоит из тиристоров, а анодная группа состоит из обычных вентилей. Эта схема обеспечивает плавное регулирование выпрямленного напряжения от 0 до 100% при условии, если пусковые импульсы могут смещаться по фазе на 180° (рис. 9.37,*а*).

Схема, рассмотренная в § 9.9.2, дает возможность получить такие пусковые импульсы. Если импульсы будут подаваться на все тиристоры одновременно (так, как указано на рис. 9.37,*б*), то их можно сдвигать по фазе только на 120°, и в этом случае можно обеспечить плавное регулирование выходного напряжения в схеме рис. 9.36 примерно от 25 до 100%. Подобная схема управления рассмотрена в § 9.9.1.

В ряде специальных случаев необходимо регулировать все шесть вентилей в схеме трехфазного моста. Примером может служить схема, осуществляющая рекуперативное торможение машины постоянного тока, где должно быть предусмотрено реверсирование напряжения либо в цепи возбуждения, либо в цепи якоря двигателя. В данном случае должны подводиться пусковые сигналы, которые могут быть сдвинуты более чем на 120° (рис. 9.37,*в*).

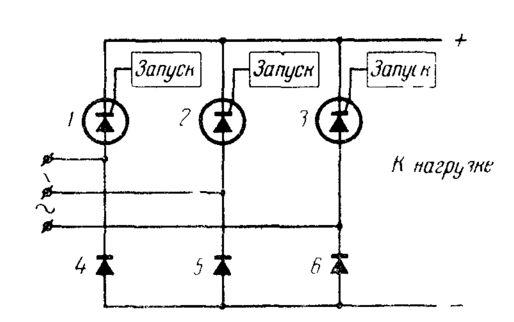


Рис. 9.36. Трехфазная мостовая схема с тремя тиристорами (несимметричный мост)

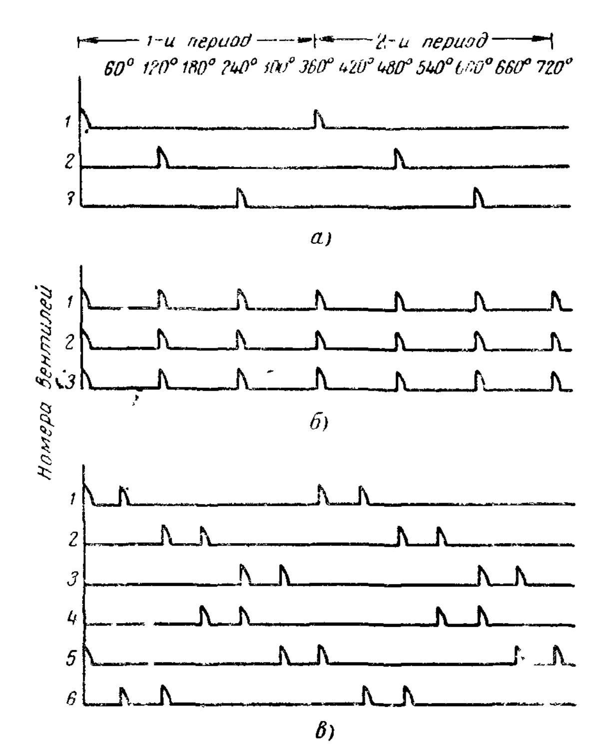


Рис. 9-37. Варианты подачи управляющих импульсов для трехфазной мостовой схемы выпрямления.

а — при управлении тремя вентилями и поочередной подаче импульсов; *б* — то же при одновременной подаче импульсов; *в* — при управлении шестью вентилями.

9-9-1. Простая трехфазная схема управления (изменение напряжения от 25 до 100%)

Здесь приводится описание простой схемы управления тиристорами, обеспечивающей плавное регулирование выходного напряжения постоянного тока трехфазного моста (рис. 9-36) в пределах от 25 до 100% максимального значения, а также полное запирание выпрямленного напряжения. В схеме предусмотрены меры для автоматической компенсации изменений питающего напряжения и несимметрии фаз без применения замкнутой системы обратной связи.

Эта схема вполне применима везде, где не требуется регулирование во всем диапазоне выпрямленного напряжения от нуля до

100%. Основными качествами данной схемы являются ее низкая стоимость, простота, компактность и надежность. Схема обеспечивает симметричные выходные импульсы во всех трех фазах, не требуя специального согласования и настройки управляющих цепей отдельных тиристоров. Кроме того, схема нечувствительна к перемене порядка следования фаз сети. В ней может быть электрически введена обратная связь, и она не требует отдельного источника питания. В схеме отсутствуют магнитные элементы.

На рис. 9-38 показана полная схема. Через диоды $Д_1$ положительное напряжение сети подается к цепи управления в течение каждого интервала, когда анодное напряжение на одном из тиристоров становится положительным по отношению к положительной шине постоянного тока. Это напряжение ограничивается на уровне 20 *в* стабилитроном *СТ* и питает обычную схему управления, использующую релаксационный генератор на ОПТ, подробное описание которой было дано в разд. 4. Сопротивление R_2 управляет углом отпирания $ОПТ_1$, регулируя скорость зарядки конденсатора C_1. Импульс напряжения, образующийся на зажимах R_9, когда $ОПТ_1$ разряжает C_1, подается одновременно к управляющим электродам всех трех тиристоров через сопротивления R_{10}, R_{11}, R_{12}. В любой данный момент времени начинает проводить ток тиристор, у которого будет наибольшее положительное анодное напряжение в момент подачи управляющего импульса.

Схема, состоящая из триодов *ПТ* и $ОПТ_2$, не допускает отпирания $ОПТ_1$ при угле запаздывания, превышающем 120°. Если угол запаздывания пусковых импульсов становится больше 120°, то выпрямленное напряжение резко повышается снова до 100%, так как вентиль следующей фазы отпирается в начале полуволны. На $ОПТ_2$

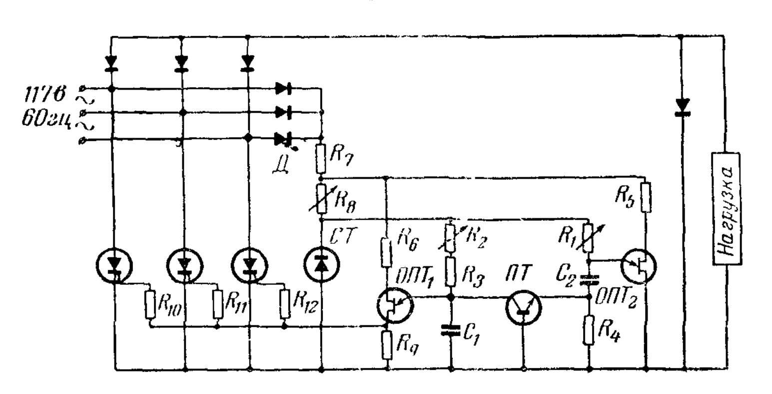


Рис. 9-38. Простая схема управления трехфазным несимметричным мостом.

СТ — 20 *в*, 1 *вт*; $ОПТ_1$ и $ОПТ_2$ — типа 2N2646; *ПТ* — типа 2N2933, R_1 — 10 *ком* (настройка для получения отпирания $ОПТ_2$ при $\alpha=120°$), R_2 — 20 *ком* (регулировка выпрямленного напряжения); R_3 — 47 *ом*, R_4 — 100 *ом*, R_5, R_6 — 39 *ом*, R_7 — 3,3 *ком*, 2 *вт*, R_8 — 500 *ом*, 2 *вт* (подстройка компенсации колебаний напряжения сети); R_9 — 100 *ом*, R_{10}, R_{11}, R_{12} — 25 *ом*; C_1 — 0,5 *мкф*; C_2 — 1,0 *мкф*.

собран независимый релаксационный генератор, который начинает свой зарядный цикл одновременно с $ОПТ_1$. Сопротивление R_1 устанавливается на постоянную величину так, что $ОПТ_2$ отпирается при угле, несколько меньшем, чем 120°. При этом возможны два режима работы.

1) Если $ОПТ_1$ запускается с углом запаздывания, меньшим $\alpha=120°$, он отпирает именно тот тиристор, положительное анодное напряжение которого в данный момент подается в качестве напряжения питания для $ОПТ$ через один из диодов. Вследствие отпирания этого тиристора исчезает напряжение питания схемы управления. Напряжение между базами $ОПТ_2$ снижается до нуля, вызывая отпирание этого $ОПТ_2$ и разряд C_2, чем осуществляется подготовка к следующему циклу. Такой режим имеет место тогда, когда $ОПТ_1$ регулирует выходное напряжение постоянного тока между 25 и 100% максимума. При таком режиме работы $ПТ$ и $ОПТ_2$ не влияют на работу вентильного моста.

2) Если угол запаздывания $ОПТ_1$ становится больше 120°, то $ОПТ_2$ отпирается, разряжая C_2 через переход база — эмиттер $ПТ$, насыщает его и разряжает C_1 через $ПТ_1$. При таком периодическом разряде C_1 импульсы на управляющих электродах тиристоров отсутствуют и выпрямленное напряжение будет в данном случае равно нулю.

Управление выходным постоянным напряжением может осуществляться не механическим способом, за счет поворота движка сопротивления R_2, а при помощи электрических сигналов. До этого полупроводниковый триод включается либо последовательно с R_2 на пути прохождения зарядного тока к C_1, либо параллельно C_1. Оба метода могут быть использованы при осуществлении в системе обратной связи. Более подробное описание этих методов помещено в разд. 4 и в § 9.5.

Работоспособность данной схемы определяется возможностью поддерживать угол отпирания $ОПТ_2$ несколько меньшим, чем 120°. Для этого вторая база $ОПТ_2$ через R_5 соединяется с точкой, отделенной сопротивлением R_8 от точки, где действует напряжение, ограниченное стабилитроном $СТ$. Это дает возможность поддерживать зарядный период $ОПТ_2$ на уровне, несколько меньшем, чем 120°, независимо от колебаний напряжения сети. Если эти меры не будут приняты, то снижение напряжения питания может вызвать отпирание $ОПТ_2$ при угле несколько большем, чем 120°, что будет обусловлено меньшим наклоном фронта ограниченной синусоидальной волны напряжения, приложенного к R_1.

Резистор R_8 выполняет еще одну полезную функцию. За счет соединения второй базы $ОПТ_1$ с верхней точкой R_8 обеспечивается определенная степень стабилизации выходного постоянного напряжения при колебаниях напряжения в сети переменного тока. При повышении напряжения сети напряжение между базами $ОПТ_1$, а следовательно, напряжение отпирания эмиттера $ОПТ_1$ повышается в зависимости от уставки R_8. Поскольку на зарядную цепь эмиттера через R_2 подается постоянное напряжение стабилитрона, угол отпирания тиристора увеличивается и выходное напряжение выпрямителя сохраняется постоянным. При понижении напряжения сети угол отпирания вентиля уменьшается, поддерживая выходное напряжение неизменным. Этот процесс происходит мгновенно и не зависит от изменении фактического выходного напряжения. При неравном напряжении в фазах из-за этой особенности данной схемы происходит выравнивание средних значений напряжения за интервалы проводимости отдельных тиристоров, что уменьшает тем самым пульсацию выпрямленного напряжения по основной частоте. Поскольку компенсация, обеспечиваемая R_8, различна при разных углах отпирания, это сопротивление должно быть настроено на оптимальное действие вблизи того уровня напряжения, на котором обычно работает схема.

В случае питания от трехфазной сети переменного тока напряжением 117 *в* схема на рис. 9.38 может обеспечить плавное изменение среднего значения выпрямленного напряжения от 40 до 150 *в*, т. е. кратность регулирования 3,75 : 1. Схема может позволить также полностью снять напряжение с нагрузки. R_8 может быть отрегулировано таким образом, чтобы при колебаниях напряжения сети на ±10% выпрямленное напряжение было почти неизменным. Данные испытании, которые проводились при $R_8=350$ *ом*, нагрузке 10 *ом* и использовании тиристоров типа C35B, показали, что при снижении входного переменного напряжения с 130 до 100 *в* выпрямленное напряжение снижалось с 93 до 92 *в*.

9-9-2. Система управления для полного регулирования в трехфазной схеме

На рис. 9.39 показана схема фазового управления встречно-параллельно включенными тиристорами, присоединенными в трехфазной четырехпроводной схеме последовательно с первичными обмотками трех выходных трансформаторов, соединенных звездой. Нулевая точка трансформаторов подключена к нейтрали трехфазной сети. Управляющие схемы однофазного типа присоединены между каждой фазой и нейтралью. Управление вспомогательными тиристорами, подающими импульсы на силовые, производится от генератора на ОПТ через разделительный трансформатор. Таким образом, все три пусковые схемы управляются одновременно при помощи одного потенциометра (при регулировании вручную) или электрического сигнала. Это позволяет также иметь в качестве общей любую подходящую точку в схеме генератора на ОПТ. Некоторые варианты управления тремя генераторами на ОПТ общим сигналом показаны на рис. 9.10. Выбор наиболее подходящего варианта зависит от того, требуется ли ручное или электрическое управление, а также от величины внутреннего сопротивления общего источника управляющего сигнала.

В каждой схеме управления имеются средства, обеспечивающие симметричность отпирания тиристоров во всех трех фазах. В каждой схеме сопротивление R_4 отрегулировано так, что отпирание всех трех ОПТ происходит при одинаковом напряжении на эмиттере, равном напряжению на C_1 и первичной обмотке трансформатора $Тр2$. Затем R_2 настраиваются для получения одинаковых углов отпирания во всех трех фазах, что удобнее всего делать при ручном управлении (рис. 9.40,*а*).

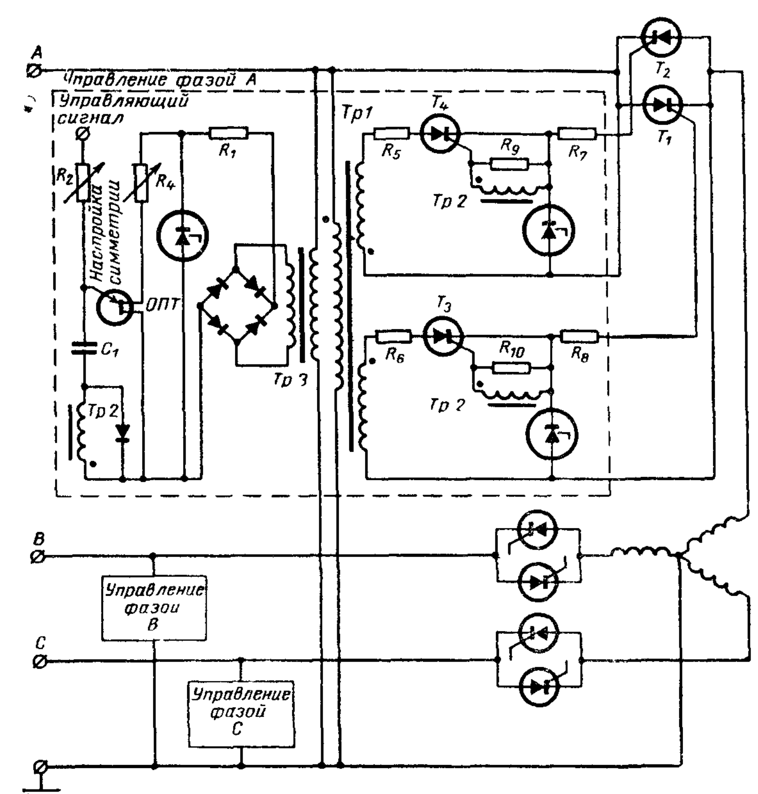


Рис. 9-39. Фазовое управление в трехфазной четырехпроводной системе с включением нагрузки через трансформаторы, включенные в звезду.

R_1 — 3,3 ком, 5 вт; R_4 — 10 ком, 1 вт, R_5, R_6 — 22 ом, 2 вт; R_7, R_8 — 33 ом, 2 вт; R_9, R_{10} — 47 ом, 0,5 вт, C_1 — 0,1 мкф; ОПТ — типа 2N2646, T_3, T_4 — типа 2N1595; *Тр1* — вторичные обмотки на 12,6 *в*, 0,25 *а*, *Тр3* — вторичная обмотка на 120 *в*, 50 *ма*

Работа схемы рис. 9-39 сопровождается протеканием значительного тока по нулевому проводу трехфазной системы, что необходимо учитывать при выборе источника питания для нее. При соединении первичных обмоток трансформаторов в треугольник диапазон регулирования напряжения сужается. Можно также использовать схему и без подсоединения нулевой точки трансформаторов к нейтрали сети

Рис. 9-40 Варианты одновременного управления всеми тремя фазами в схеме рис 9-39

а — ручное управление; *б* — управление постоянным напряжением $U_{упр}$, *в* — то же с помощью *p-n-p*-транзистора; *г* — то же с помощью *n-p-n*-транзистора и с малым $U_{упр}$, *д* — то же с помощью *n-p-n* транзистора и с большим $U_{упр}$.

ФАЗОВОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЕЙ

10-1. ВВЕДЕНИЕ

Так как наиболее распространенным и универсальным источником энергоснабжения является сеть переменного тока и так как наиболее удобным способом регулирования тока и напряжения при питании от такого источника является фазовое регулирование, неудивительно, что этот метод применяется для управления самыми различными типами двигателей. Однако большинство двигателей не рассчитано специально для такого режима работы и используется лишь в силу своей доступности и дешевизны. Часто эффективность системы регулирования в целом оказывается невысокой вследствие неудачного выбора двигателя. Поэтому нельзя забывать, что даже очень хорошая схема регулирования тока или напряжения является лишь частью всей системы, и работоспособность последней зависит от характеристик всех ее узлов.

Для большинства двигателей номинальные параметры указываются при определенной скорости вращения, при которой обеспечивается нормальное охлаждение машины. Поэтому работа на пониженной скорости может привести к перегреву. Другая сложность связана со смазкой подшипников при малых скоростях. Наличие нечетных гармоник в кривой выходного напряжения регулятора может вызвать некоторые дополнительные явления в асинхронных машинах. Специфика моменто-скоростных характеристик некоторых типов асинхронных двигателей делает иногда эти двигатели полностью непригодными для использования в системах с регулируемым напряжением питания. Работа некоторых вентильных регуляторов для двигателей универсальных серий существенно зависит от наличия заметного остаточного намагничивания, которое изготовители (подчас бессознательно) стремятся свести к минимуму.

Этот неполный перечень проблем подчеркивает важность согласования разработчиков вентильных систем регулирования электродвигателей с разработчиками и изготовителями самих двигателей, чтобы быть уверенным в правильности выбора машины для данного конкретного применения.

Однако при правильно разработанном и выбранном двигателе регулируемый вентильный электропривод имеет весьма универсальные характеристики и может поэтому использоваться в широком круге различных применений. Например, для регулируемого электропривода воздуходувки печи с температурной компенсацией не требуется большое число типоразмеров двигателей с различными скоростями вращения. При наличии в схеме соответствующих регулировок обычный стандартный двигатель может удовлетворять самым различным требованиям. В некоторых случаях, когда максимальная скорость двигателя ограничивается регулятором, опасность перенапряжений на двигателе исключается, что позволяет снизить его стоимость при разработке.

10-2. РЕГУЛИРОВАНИЕ КОЛЛЕКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ СКОРОСТИ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ВЕЛИЧИНЕ ПРОТИВО-Э. Д. С.

Для регулирования скорости вращения двигателя необходимо каким-либо образом определять ее значение. Наиболее простой способ получения такой информации состоит в измерении противо-э. д. с. коллекторной машины в течение интервала времени, когда регулирующий тиристор заперт. Если обмотка статора машины параллельного возбуждения питается от отдельного источника, а также в машинах с возбуждением от постоянных магнитов эта противо-э. д. с прямо пропорциональна скорости В машинах последовательного возбуждения поле при запертом тиристоре отсутствует и противо-э д с. на зажимах двигателя возникает лишь за счет остаточного намагничивания. К сожалению, остаточное намагничивание является функцией предварительно протекавшего тока, поэтому и напряжение на зажимах машины определяется не только ее скоростью. В подобных схемах следует также принять меры предосторожности, чтобы помехи, вызванные работой щеточных контактов, не мешали правильному функционированию схемы регулирования

10-2-1. Однополупериодные регуляторы универсальных двигателей последовательного возбуждения

Универсальные двигатели последовательного возбуждения находят самое широкое применение. Они используются в ручном электроинструменте, пылесосах, миксерах и многих других устройствах. Описываемые ниже схемы регуляторов обеспечивают плавное регулирование таких двигателей, подобное тому, которое может дать двигатель с бесконечно большим числом отводов, переключаемых для изменения скорости

Однополупериодные схемы рис 10-1 и 10-3 требуют, чтобы двигатель при питании от сети 120 *в* был рассчитан на напряжение 80 *в* для получения полного диапазона скоростей Срок службы щеток при питании однополупериодным напряжением несколько меньше по сравнению со случаем питания двухполупериодным переменным напряжением.

В обеих однополупериодных схемах для увеличения подводимой мощности при снижении скорости, обусловленном возросшей нагрузкой на валу, используется противо-э д. с на зажимах машины. Эта противо-э д. с зависит от остаточной намагниченности, которая в свою очередь определяется конструкцией магнитопровода двигателя и свойствами стали Следует убедиться, что выбранный двигатель действительно имеет достаточно большой остаточный магнитный поток.

Принцип действия схемы рис. 10-1 основан на сравнении остаточной противо-э. д. с. двигателя U_2 с опорным напряжением U_1. Если конденсатор C_1 отсутствует, то напряжение U_1 определяется положением движка потенциометра R_2. Благодаря диоду $Д_2$ ток

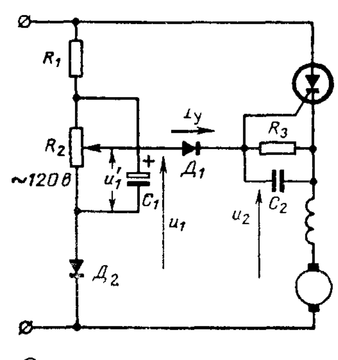


Рис 10-1 Основная схема однополупериодного регулятора универсальных двигателей со стабилизацией скорости за счет обратной связи по величине противо э д с

Параметры схемы при номинальном токе двигателя

	До 1 *а*	До 3 *а*	До 15 *а*
R_2	10 *ком*, 1 *вт*	1 *ком* 2 *вт*	1 *ком*, 2 *вт*
R_1	47 *ком* 0 5 *вт*	3,3 *ком*, 2 *вт*	3 3 *ком*, 2 *вт*
R_3	1 *ком*, 0 5 *вт*	150 *ком* 0 5 *вт* (необязательно)	150 *ком* 0 5 *вт* (необязательно)
C_1	0 5 *мкф* 50 *в*	10 *мкф* 50 *в*	10 *мкф* 50 *в*
C_2	0 1 *мкф* 10 *в*	0 1 *мкф* 10 *в* (необязательно)	0 1 *мкф* 10 *в* (необязательно)
T	C10B	C22BX70	C33B

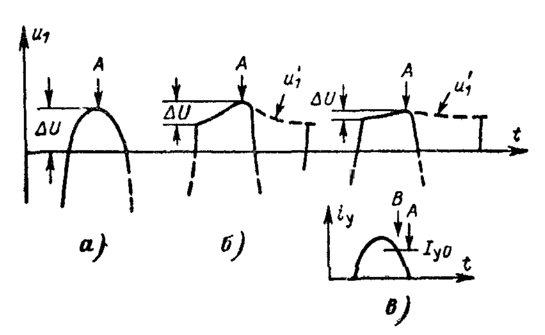


Рис 10-2 Графики, иллюстрирующие работу схемы рис 10-1

а — без конденсатора C_1, б — с C_1 в — при большой емкости C_1

через R_1 и R_2 протекает лишь в одну половину периода Напряжение U_1 достигает амплитудного значения в момент, когда синусоида питающего напряжения проходит через максимум (точка A на рис 10-2,*а*) Если остаточная противо э д с двигателя больше, чем это амплитудное значение U_1 (т е если скорость вращения превышает установленное значение), диод $Д_1$ заперт, тиристор T не отпирается и напряжение на двигатель в данную половину периода не подается Когда скорость снизится настолько, что противо э д с U_2 станет меньше, чем максимальное значение U_1 диод $Д_1$ откроется и на управляющий электрод тиристора T_1 будет подан отпирающий сигнал Такое граничное значение скорости может устанавливаться потенциометром R_2 Заметим, что наибольший угол отпирания T_1, соответствующий наименьшей мощности, подводимой к двигателю, составляет в данной схеме четверть периода, поскольку наиболее поздний момент отпирания тиристора соответствует амплитудному значению U_1

Если нагрузка двигателя нарастает, так что его скорость и противо э д с снижаются, тиристор отпирается с меньшей задержкой, увеличивая, таким образом, подводимую мощность В случае малой нагрузки и уставки соответствующей малой скорости двигатель за четверть периода, в течение которой к нему подводится мощность, может настолько сильно увеличить свою скорость, что в дальнейшем пройдет много периодов, прежде чем его скорость упадет до установленного значения и тиристор вновь откроется В результате возникают «качания» двигателя, которые обычно сопровождаются характерным неприятным шумом

Чтобы устранить этот эффект, необходимо уменьшить минимальное значение интервала, в течение которого мощность подводится к двигателю, с четверти периода синусоиды до такой величины, при которой подводимая мощность как раз равна потерям энергии в двигателе за один период Эта задача решается путем добавления в схему конденсатора C_1 Напряжение на конденсаторе в течение положительного полупериода представляет собой синусоиду, сдвинутую по фазе на угол, определяемый постоянной времени цепи и скоростью спада экспоненты в отрицательную половину периода

На рис 10-2,*б* показано результирующее напряжение u_1 Можно отметить два главных явления во-первых, точка A, соответствующая наиболее позднему отпиранию тиристора, сдвинута в область углов, больших чем $^1/_4$ периода, благодаря чему существенно снижена минимальная «порция» подводимой энергии Во-вторых, полное изменение u_2 (показанное как ΔU), необходимое для регулирования мощности от минимума до максимума, существенно уменьшено, что повышает качество регулирования Увеличение C_1 делает эти эффекты еще более заметными (рис 10-2,*в*) точка A смещается дальше, а перепад ΔU уменьшается Однако увеличивать C_1 следует осторожно, так как при уменьшении ΔU возрастает усиление разомкнутой системы, которое может опять повлечь нестабильность и «качания» (см разд 12)

Сопротивление цепи содержащей R_1, R_2 и C_1, должно быть сравнительно малым, чтобы обеспечить необходимый для отпирания тиристора ток без нарушения функций этой цепи Из рис 10-2,*в* можно видеть, что амплитудное значение тока, который может про-

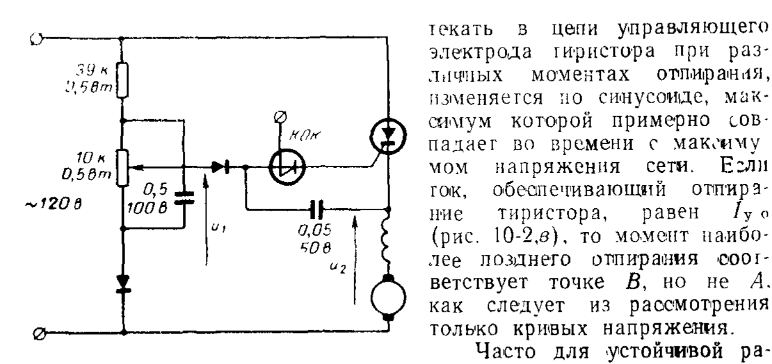


Рис 10-3. Однополупериодный регулятор для универсального двигателя со стабилизацией скорости за счет обратной связи по величине противо-э. д. с., использующий кремниевый односторонний ключ для улучшения характеристик.

текать в цепи управляющего электрода тиристора при различных моментах отпирания, изменяется по синусоиде, максимум которой примерно совпадает во времени с максимумом напряжения сети. Если ток, обеспечивающий отпирание тиристора, равен $I_{у\,о}$ (рис. 10-2,*в*), то момент наиболее позднего отпирания соответствует точке *B*, но не *A*, как следует из рассмотрения только кривых напряжения.

Часто для устойчивой работы схемы при малых скоростях с учетом сформулированных выше требований в отношении тока управления необходимы столь малые активные и реактивные сопротивления делителя, что мощность делителя и размеры конденсатора становятся неоправданно велики. В этих случаях можно использовать в качестве усилителя во входной цепи тиристора низковольтный переключающий прибор, например кремниевый односторонний ключ (рис. 10-3). Применение такого ключа позволяет существенно повысить полное сопротивление делителя, а следовательно, снизить его размеры и стоимость. В приведенной схеме опорное напряжение u_1 должно обязательно превысить противо-э. д. с. двигателя u_2 на величину напряжения переключения КОК, которое лежит в пределах 8—10 *в*. После отпирания ключа шунтирующий его конденсатор разряжается через управляющий электрод тиристора, обеспечивая достаточно мощный импульс тока для отпирания последнего. Это исключает необходимость подбирать тиристоры по управляющему току отпирания и устраняет зависимость схемы от особенностей отдельных тиристоров.

10-2-2. Двухполупериодный регулятор универсального двигателя последовательного возбуждения

На рис. 10-4 приведена схема двухполупериодного регулятора скорости двигателя, для осуществления которой необходимо, чтобы якорь и обмотка возбуждения имели отдельные выводы. Однофазный мостовой выпрямитель является источником питания как для последовательно соединенных обмотки возбуждения, тиристора и якоря двигателя, так и для делителя R_1, R_2. Эта схема основана на том же принципе, что и схема рис. 10-1,*а*, т. е. в качестве сигнала обратной связи здесь также используется противо-э. д. с. якоря. Отпирание тиристора при включении установки происходит в момент, когда опорное напряжение, снимаемое с части R_2, превышает прямое падение напряжения на диоде в цепи управления и переходе управляющий электрод — катод тиристора. Увеличение скорости двигателя ограничивается уставкой потенциометра R_2.

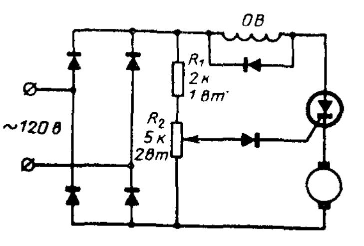


Рис. 10-4. Двухполупериодный регулятор для двигателя постоянного тока последовательного возбуждения со стабилизацией скорости за счет обратной связи по величине противо-э. д. с.

Один из недостатков данной схемы проявляется при малых скоростях, когда противо-э. д. с. якоря становится слишком малой и время, в течение которого на тиристоре действует обратное напряжение, может оказаться недостаточным для его восстановления. Если это случается, то к двигателю затем прикладывается сразу полное напряжение и он попадает в режим «качаний». Кроме того, возможности регулирования в этой схеме принципиально ограничены наибольшим углом отпирания 90°, после чего отпирание тиристора оказывается невозможным. Конденсатор, включенный параллельно R_2 подобно рис. 10-1, в этой схеме бесполезен, так как необходимый фазовый сдвиг опорного напряжения из-за питания от двухполупериодного выпрямителя получить невозможно.

10-2-3. Регулирование двигателей с параллельным возбуждением или с постоянными магнитами

Двигатели параллельного возбуждения хорошо подходят к полупроводниковым регуляторам, которые могут обеспечить плавное изменение их скорости вращения в широких пределах. Таким двигателям свойственно относительное постоянство скорости при изменениях момента нагрузки, поэтому регулирование скорости может осуществляться путем воздействия на напряжение якоря. Применение в таких двигателях небольшой дополнительной последовательной обмотки возбуждения может сделать скорость практически независимой от момента. Такой же эффект может быть достигнут за счет обратной связи, преобразующей информацию о скорости в соответствующие изменения напряжения на якоре.

Рис. 10-5. Регулятор скорости для двигателя постоянного тока параллельного возбуждения мощностью 0,36 *квт*.

Сравнительно простой и дешевый вариант такой схемы представлен на рис. 10-5. Источником питания является однофазная мостовая схема, к выходу которой постоянно присоединена обмотка возбуждения *ОВ*. На-

пряжение питания на якорь подается через тиристор, и оно регулируется путем изменения угла отпирания тиристора в пределах каждого полупериода Диод $Д_1$ обеспечивает протекание тока якоря в то время, когда тиристор заперт. Без диода ток якоря продолжал бы протекать через тиристор и выпрямительный мост, что сделало бы запирание тиристора невозможным.

В начале каждого полупериода тиристор находится в запертом состоянии и конденсатор начинает заряжаться током, протекающим в контуре. якорь, диод $Д_2$ и переменный резистор R.

Время, необходимое для повышения напряжения на конденсаторе до уровня переключения кремниевого одностороннего ключа КОК, при отпирании которого на тиристор подается управляющий импульс и двигатель получает определенную «порцию» мощности, определяется сопротивлением резистора R и напряжением на тиристоре. Так как напряжение на тиристоре равно напряжению мостового выпрямителя за вычетом противо-э д с. якоря, момент отпирания зависит от противо-э. д. с., т. е. от скорости вращения двигателя. Уменьшение скорости при увеличении момента нагрузки на валу снижает противо-э. д с., а следовательно, ускоряет зарядку конденсатора и уменьшает угол задержки отпирания тиристора, так что снижение скорости почти целиком компенсируется.

Энергия, накопленная в индуктивности якоря, вызывает протекание тока через диод $Д_1$ в течение короткого интервала в начале каждого полупериода. Когда этот диод проводит, противо-э д с. якоря не может появиться, и зарядка конденсатора осуществляется полным напряжением выпрямителя. Время спада тока через $Д_1$ к нулю и появления противо-э. д. с. зависит как от скорости вращения, так и от тока якоря. При малых скоростях и больших токах нагрузки диод останется проводящим большее время в начале полупериода. Это также ускоряет заряд конденсатора C_1, и тем самым обеспечивается компенсация изменений скорости, зависящая как от величины самой скорости двигателя, так и от его тока якоря.

Приведенная схема позволяет управлять скоростью в очень широких пределах, а наличие обратной связи по скорости и току якоря улучшает и без того достаточно жесткие механические характеристики двигателя параллельного возбуждения.

Индуктивность обмотки возбуждения *ОВ* обычно весьма велика, поэтому после момента включения схемы проходит значительное время, пока поле возбуждения достигнет нормальной величины. Как правило, желательно задержать подачу напряжения на якорь до установления поля возбуждения. Для этого к данной схеме может быть добавлено устройство мягкого пуска, подобное описанному в разд. 9.

Описанная относительно простая схема обеспечивает нестабильность скорости порядка 10%. Для дальнейшего улучшения характеристик можно применить обратную связь по скорости с использованием тахогенератора, описанную в § 10-4-3

Двигатели с возбуждением от постоянных магнитов имеют характеристики, подобные характеристикам двигателей с параллельным возбуждением, так как в обоих случаях напряженность поля не зависит от тока якоря. Поэтому схема на рис 10-5 может быть использована для двигателей с постоянными магнитами.

Некоторые специальные типы двигателей, в частности двигатели с печатной обмоткой, не приспособлены к описанным методам фазового управления. Малые активные и реактивные сопротивления, низкое рабочее напряжение делают чрезмерно большим соотношение амплитудного и среднего значений токов при питании от управляемого выпрямителя; из-за этих же причин возрастает также действующее значение тока, потребляемого от сети, и размагничивающее действие тока якоря на поле возбуждения. Более приемлемым способом регулирования для таких двигателей являются схемы импульсного регулирования с прерывателями, рассматриваемые в § 11-2-3.

10-3. РАЗОМКНУТЫЕ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ КОЛЛЕКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Во многих случаях не требуется стабилизация скорости регулируемых двигателей. Регулирование скорости без стабилизации можно использовать в тех случаях, когда нагрузка постоянна или если двигатель с нагрузкой входит составной частью в более сложную систему. Часто установка нестабилизированных регуляторов скорости дает значительную экономию по сравнению с применением стабилизаторов.

10-3-1. Однополупериодный регулятор для универсального двигателя, а также двигателя с параллельным возбуждением или с постоянными магнитами

Одна из наиболее простых и дешевых схем однополупериодных регуляторов представлена на рис. 10-6. Она содержит единственный тиристор и минимальное количество других элементов. Напряжение на конденсаторе, заряжаемом на положительном полупериоде через последовательные резисторы, сдвинуто по фазе относительно напряжения сети Это напряжение подается на неоновую лампу, с помощью которой отпирается тиристор. Таким образом, изменяя уставку потенциометра, можно изменять угол отпирания тиристора Неоновая лампа зажигается и на отрицательном полупериоде, но возникающий при этом импульс не вызывает отпирания тиристора, запертого по аноду

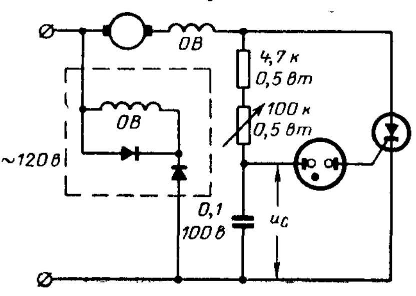


Рис 10-6. Однополупериодный регулятор скорости без обратной связи (управление тиристором через неоновую лампу).

В штриховом прямоугольнике показано включение параллельной обмотки возбуждения (если таковая имеется), которая при питании от сети 120 *в* должна быть рассчитана на 50 *в* постоянного тока; номинальное напряжение якоря 50—70 *в*.

Качество работы и надежность схемы можно повысить, заменив неоновую

лампу на переключающий полупроводниковый диод или на кремниевый односторонний ключ. Сами эти элементы более надежны, имеют более стабильный порог переключения и дают более широкий диапазон регулирования вследствие сравнительно более низкого напряжения переключения. Значения сопротивления и емкости в фазосдвигающей цепочке следует при этом увеличить с учетом более низкого напряжения переключения этих приборов.

10-3-2. Регулятор переменного тока для универсального двигателя последовательного возбуждения

Так как универсальные двигатели последовательного возбуждения обычно проектируются для питания переменным напряжением, простейший способ регулирования их скорости вращения без стабилизации основан на применении регулятора переменного напряжения на двунаправленном тиристоре (рис. 10-7) Более подробно схемы подобного типа рассмотрены в разд 9.

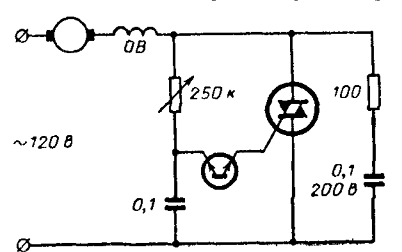


Рис 10-7. Основная схема двухполупериодного регулятора переменного тока с фазовым управлением для универсальных двигателей (без стабилизации скорости).

10-3-3. Двухполупериодная схема для регулирования и реверса двигателя постоянного тока

Двухполупериодная схема с реверсивным управлением (рис 10-8), пригодная, например, для питания исполнительного двигателя, собрана на четырех тиристорах (T_1—T_4), соединенных в две двухполупериодные схемы с различными направлениями выходного напряжения В данной схеме T_2 и T_3 управляются от $ОПТ_1$; хотя катоды этих тиристоров эквипотенциальны, для подачи на них управляющих импульсов может быть вместо резисторов R_7, R_{10}, R_{13} применен трансформатор, включеный подобно *Тр1*. Так как катоды T_1 и T_4 неэквипотенциальны, то управляющие импульсы, генерируемые $ОПТ_2$, должны подаваться на их управляющие электроды обязательно через трансформатор *Тр1* с двумя отдельными вторичными обмотками. Триодный ключ на *ПТ* синхронизирует отпирание $ОПТ_2$ с анодным напряжением на T_1 и T_4.

Полярность и величина выходного напряжения могут регулироваться потенциометром R_1. Если R_1 находится в среднем положении, ни один из ОПТ не отпирается и напряжение на зажимах нагрузки будет отсутствовать. При перемещении движка R_1 влево $ОПТ_1$ и связанные с ним тиристоры начинают отпираться. При крайнем левом положении R_1 на зажимах нагрузки появляется

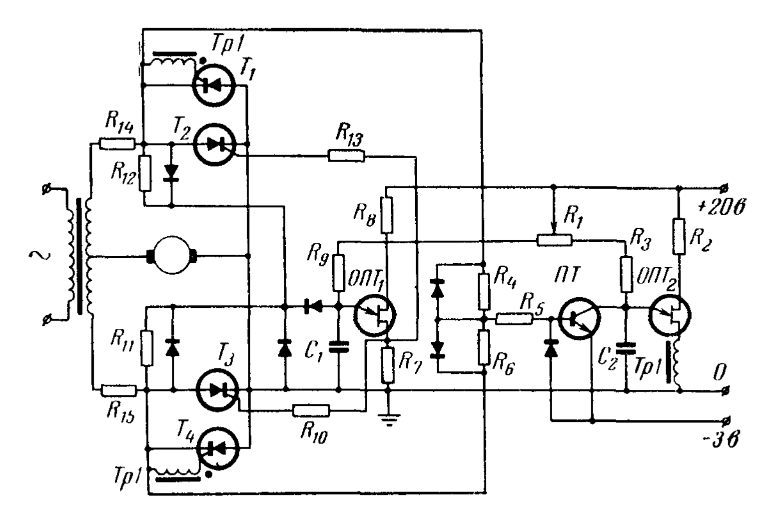


Рис. 10-8 Реверсивный электропривод, питаемый по двухполупериодной схеме.

R_1 - 100 *ком*, R_2, R_8 — 470 *ом*, 0 5 *вт*, R_3, R_9 — 2,7 *ком*, 0,5 *вт*; R_4, R_6 — 10 *ком*, 2 *вт*, R_5 — 4,7 *ком*, 0 5 *вт*; R_7 — 47 *ом*, 0 5 *вт*; R_{10}, R_{13} — 22 *ом*, 0,5 *вт*; R_{11}, R_{12} — 2,2 *ком*, 2 *вт*; R_{14} R_{15} — 2 *ом*, 500 *вт* или менее, в зависимости от мощности нагрузки; C_1, C_2 — 0,2 *мкф*.

полное напряжение. При перемещении движка вправо от среднего положения полярность напряжения на нагрузке меняет знак.

При резком перебросе движка R_1 с целью реверсирования двигателя осуществляется его затормаживание. Последовательно с каждой вторичной обмоткой трансформатора включаются сопротивления R_{14} и R_{15}, ограничивающие ток короткого замыкания в том случае, когда переходные напряжения приводят к одновременному отпиранию четной (T_2 и T_4) или нечетной (T_1 и T_3) пары тиристоров.

10-3-4. Реверсивный исполнительный привод с балансным мостом в цепи управления

На рис 10-9 представлена фазочувствительная схема реверсивного привода с двигателем постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов или с независимым возбуждением, цепь якоря которого питается полуволнами тока реверсируемой полярности. Силовая часть схемы состоит из двух встречно-последовательно включенных тиристоров T_1 и T_2, зашунтированных диодами Оба тиристора T_1 и T_2 управляются от ОПТ, причем в зависимости от направления небаланса моста с чувствительным элементом R_1 отпирается либо T_1, либо T_2 соответственно во время положительного или отрицательного полупериода. В качестве R_1 может использовать-

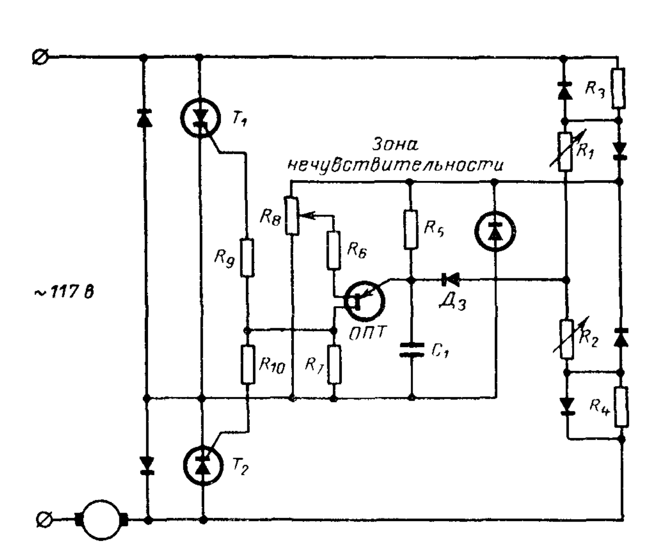


Рис. 10-9. Схема реверсивного электропривода с двигателем постоянного тока параллельного возбуждения.

R_1, R_2 — 3,3 *ком* (фоторезистор, терморезистор или переменное сопротивление, движок которого связан с датчиком положения); R_3, R_4 — 3,3 *ком*, 2 *вт*, R_5 — 2 *Мом*, R_6 — 1 *ком*, R_7 R_9, R_{10} — 47 *ом*, R_8 — 2,5 *ком*, C_1 — 0,1 *мкф*

ся фоторезистор, терморезистор, переменный резистор с ручным управлением либо выходной элемент управляющего усилителя.

Потенциометр R_8 устанавливается таким образом, чтобы постоянное смещение на эмиттере ОПТ было ниже напряжения его отпирания на величину, зависящую от желаемой ширины зоны нечувствительности При R_1, равном R_2, мост будет уравновешен, ОПТ не будет отпираться и выходное напряжение на зажимах нагрузки будет отсутствовать. Если теперь R_1 увеличить, то баланс моста нарушится, на эмиттере ОПТ появится сигнал переменного тока, в результате чего в течение одного из полупериодов напряжение на эмиттере превысит напряжение отпирания и ОПТ откроется Так как анод T_2 в этот момент положителен, то отопрется T_2. При уменьшении R_1 происходит аналогичный процесс с той разницей, что отпирается T_1 и полярность напряжения на зажимах нагрузки меняется.

10-4. РЕГУЛИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Количество типов асинхронных двигателей (АД) и разновидностей их характеристик чрезвычайно велико. Некоторые двигатели непригодны для фазового регулирования. Наиболее очевидная сложность состоит в том, что АД является машиной, регулируемой скорее частотой, чем напряжением. В то же время все методы фазового регулирования изменяют лишь напряжение при неизменной частоте питания. Поскольку ранее для фазового регулирования АД не разрабатывались, необходимо специально акцентировать внимание разработчиков двигателей на этой проблеме для создания АД с лучшими регулировочными характеристиками Вообще говоря, следует использовать АД, наиболее чувствительные к величине питающего напряжения. Управление АД с помощью регулируемого напряжения является компромиссом между стоимостью и качеством регулирования, однако при правильном выборе параметров результирующие характеристики могут быть вполне удовлетворительными в ряде ответственных применений Частотное регулирование АД более предпочтительно в ряде применений, но оно, как правило, гораздо дороже. Сведения об инверторах и преобразователях, которые могут быть использованы в электроприводах с частотным регулированием, приведены в разд 11.

Некоторые типы однофазных асинхронных двигателей, особенно двигатели с расщепленными фазами и двигатели с пусковым конденсатором, требуют коммутации дополнительной пусковой обмотки Так как в момент включения или отключения пусковой обмотки имеет место скачок вращающего момента, регулирование скорости вблизи этой точки оказывается невозможным. Это означает, что в случаях, когда требуется большее значение пускового момента, обеспечиваемое с помощью пусковой обмотки, двигатель должен быть спроектирован таким образом, чтобы точка переключения обмотки лежала ниже границы диапазона скорости, в котором желательно использовать фазовое регулирование.

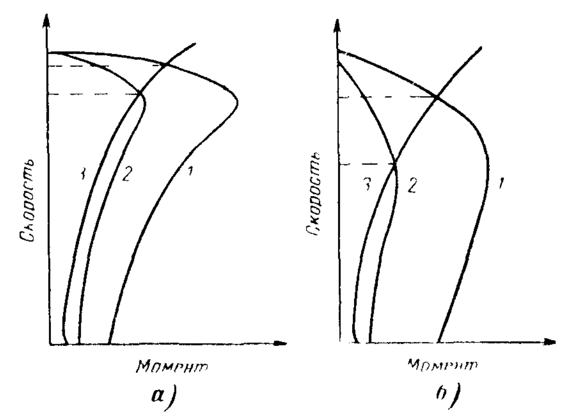


Рис. 10-10. Механические характеристики асинхронных двигателей при различных напряжениях (*1* и *2*) и характеристика нагрузки с вентиляторным моментом (*3*).

а — при малом сопротивлении ротора; *б* — при большом сопротивлении ротора

Другим важным обстоятельством является коэффициент мощности двигателя. Значительная индуктивность двигателя может потребовать существенного усложнения регулятора для избежания трудностей, связанных с фазовым регулированием в цепях с большой индуктивностью. Этот вопрос отражен в § 9.6.

10-4-1. Разомкнутые системы фазового регулирования асинхронных двигателей

В противоположность коллекторным машинам асинхронный двигатель не позволяет простым способом получить информацию о его скорости. Это означает, что непосредственно получить сигнал обратной связи, зависящий от скорости, не так просто. Для некоторых видов нагрузок, как, например, постоянная вентиляторная нагрузка, прямое регулирование напряжения на двигателе в разомкнутой схеме без обратной связи может дать вполне удовлетворительный результат. Примером является схема рис. 10.7, которая может работать с конденсаторным двигателем с постоянно включенными расщепленными обмотками или с двигателем, имеющим полый ротор. Необходимость согласования двигателя с характеристиками нагрузки иллюстрируется на рис. 10.10. В случае малого сопротивления ротора, как видно из рис. 10.10,*а*, изменение напряжения на двигателе дает очень узкий диапазон регулирования скорости, тогда как двигатель с большим сопротивлением (рис. 10.10,*б*) дает более удовлетворительный результат.

10-4-2. Регулирование с «непрямой» обратной связью

Часто трудности, связанные с фазовым регулированием скорости асинхронного двигателя, можно обойти, рассматривая задачу более широко. Например, рассмотрим задачу регулирования скорости вентилятора в системе обогрева горячим воздухом в условиях колебания окружающей температуры. В такой системе основной задачей является регулирование температуры воздуха, а не скорости двигателя. Такой подход к задаче может привести к схеме, подобной рис. 10.11.

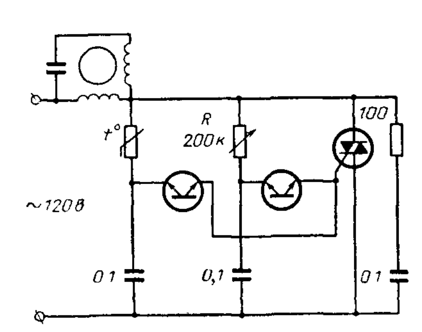


Рис. 10.11. Схема для регулирования температуры нагревателя путем изменения скорости двигателя вентилятора.

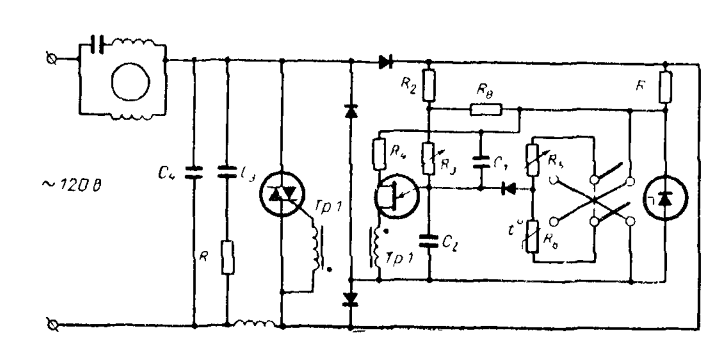


Рис. 10.12. Модифицированная схема для регулирования температуры путем изменения скорости вращения конденсаторного двигателя или двигателя с полым ротором.

C_1, C_2 — 0,5 *мкф* 50 *в*; C_3 — 0,02 *мкф* 200 *в*; C_4 — 0,1 *мкф* 400 *в*; R_1 — 68 *ком* 2 *вт*; R_2 — 470 *ком* 0,5 *вт*; R_3 — 5 *Мом* 0,5 *вт* (усиление); R_4 — 1 *ком* 0,5 *вт*; R_5 — 10 *ком* 1 *вт* (уставка температуры); R_6 — терморезистор с сопротивлением 3—5 *ком* при номинальной температуре; R_7 — 33 *ом* 0,5 *вт*; R_8 — 470 *ком*, 0,5 *вт*; *Тр1* — 1 : 1. Вышеуказанные параметры относятся к режиму регулирования температуры нагревателя. При регулировании температуры охладителя R_5 и R_6 меняются местами.

В этой схеме терморезистор, реагирующий на температуру воздуха, изменяет мощность, подводимую к двигателю. Переменный резистор *R*, входящий в фазосдвигающую цепь, служит для установки минимальной скорости двигателя, чтобы поддерживать непрерывную циркуляцию воздуха и обеспечить смазку подшипников.

Схема на рис. 10.12, являющаяся более сложной, предназначена для более точного регулирования. Она может использоваться для регулирования температуры подводимого воздуха в системе отопления помещений горячим воздухом или для регулирования температуры охладителя в системе кондиционирования воздуха.

Регулирование напряжения здесь базируется на вертикальном принципе (принцип «пьедестала» с наложенным переменным напряжением, § 9.5.2). Схема предназначена для работы с двигателем, имеющим полый ротор или постоянно включенную через конденсатор расщепленную обмотку при вентиляторной нагрузке. Датчиком температуры является терморезистор. В схеме предусмотрено подавление радиопомех и ограничение величины du/dt на тиристоре.

10-4-3. Стабилизация скорости асинхронных двигателей

Для того чтобы действительно стабилизировать скорость АД с помощью фазовых методов регулирования, необходимо получить информацию об его скорости, для чего необходим небольшой тахогенератор. Такой генератор может быть сравнительно дешевым, так как от него не требуется высокая точность или большая мощность. Существенно, чтобы двигатель обладал необходимой чувствительностью по отношению к напряжению, т. е. его механические харак-

Рис. 10-13. Блок-схема системы регулирования скорости асинхронного двигателя с помощью тахогенератора.

теристики должны быть подобны характеристикам на рис. 10-10,*б*. Двигатель с характеристиками типа рис. 10-10,*а* было бы крайне трудно стабилизировать вследствие сильной нелинейности характеристик разомкнутой петли в диапазоне регулирования.

Точка отключения пусковой обмотки, если последняя имеется, должна быть ниже минимального уровня регулируемой скорости.

Общая блок-схема такой системы регулирования приведена на рис. 10-13. В практической схеме тиристорный регулятор напряжения, основанный на вертикальном принципе и предназначенный для работы при значительной индуктивности в нагрузке (подобный показанному на рис. 9-32), может быть модифицирован для подачи на него сигнала с тахогенератора переменного тока *ТГ*, как показано на рис. 10-14. Эта схема предназначена для работы с тахогенераторами, номинальное напряжение которых лежит в пределах от 4 до 6 *в*. Постоянная времени *RC* выбрана из условия удовлетворительного сглаживания пульсации на требуемой минимальной скорости двигателя, когда частота тахогенератора наименьшая, и с учетом требований устойчивости системы регулирования

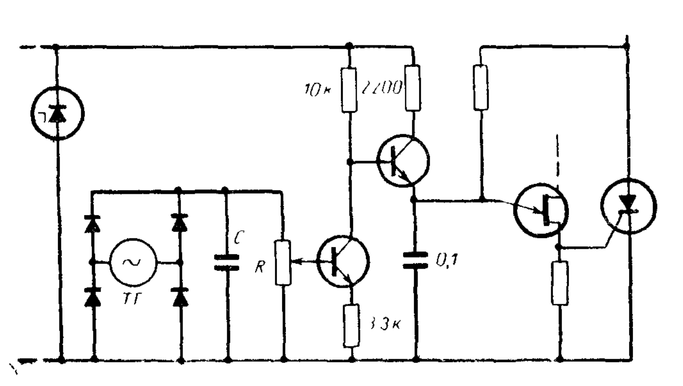


Рис. 10-14. Схема подачи напряжения от тахогенератора на блок управления тиристорами.

(см разд 12). Такая система может применяться также и в случае многофазных регуляторов, а также в электроприводе постоянного тока.

10-5. НЕКОТОРЫЕ ДРУГИЕ СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕМ

В дополнение к управлению скоростью двигателя существуют некоторые иные задачи управления, которые могут быть решены средствами силовой полупроводниковой техники.

Одна из простейших функций состоит в замене контактора двунаправленным тиристором. В случае реверсивного конденсаторного двигателя с двумя обмотками управления два тиристора обеспечивают высокое быстродействие при реверсе (рис. 10-15) В качестве контактов K_1 (вперед) и K_2 (назад) могут использоваться любые контактные устройства, либо можно управлять двунаправленными тиристорами с помощью любого из бесконтактных методов Можно также использовать полупроводниковые схемы ключей переменного или постоянного тока для защиты двигателя от перегрева, обеспечив управление этими ключами непосредственно от устройств, контролирующих температуру обмоток двигателя

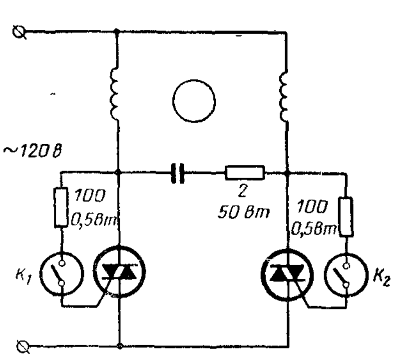


Рис 10 15. Схема реверсивного управления конденсаторным двигателем с помощью двунаправленных тиристоров.

Во многих случаях двигатели с конденсаторным пуском или с пусковой расщепленной обмоткой должны работать в условиях частых пусков либо во взрывоопасных средах, когда механический переключатель нежелателен Его функции могут выполняться двунаправленным тиристором.

Вероятно, простейшая схема была представлена на рис 8-1,*а*. Другой способ управления показан на рис 10-16, где тиристор управляется от трансформатора тока *ТТ*. Когда скорость двигателя достигнет рабочей, его ток уменьшается и тиристор более не вклю-

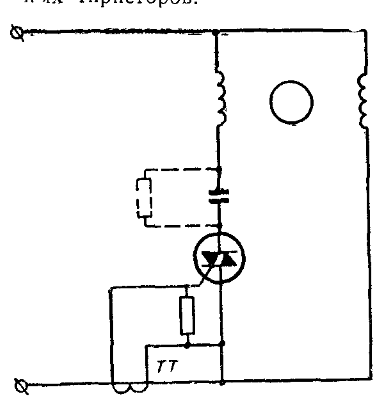


Рис 10-16 Схема для бесконтактного подключения пусковой обмотки с помощью двунаправленного тиристора,

чается. Другим вариантом является использование вместо трансформатора тока небольшой катушки, помещенной вблизи обмотки двигателя.

Если для регулирования скорости двигателя используется тахогенератор, его напряжение также может быть использовано для управления схемой, осуществляющей управление двунаправленным тиристором. Это позволяет точно установить границы диапазона, в пределах которого допускается изменение скорости.

Раздел одиннадцатый

ПРЕРЫВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА, ИНВЕРТОРЫ И ЦИКЛОКОНВЕРТОРЫ

В данном разделе приводится описание прерывателей постоянного тока, автономных инверторов и циклоконверторов, в которых используются тиристоры, выполняющие функции электрических машин, механических контактов, искровых разрядников, электронных ламп, тиратронов и силовых транзисторов в устройствах аналогичного назначения, применявшихся ранее. Подобные устройства используются в регулируемых источниках питания, вибропреобразователях, радиопередатчиках, излучателях гидролокаторов, регулируемом электроприводе переменного тока, ультразвуковых генераторах, импульсных модуляторах и т. д.

Преимуществом устройств на тиристорах являются: небольшие эксплуатационные расходы; надежность; длительный срок службы; малые габариты; малый вес; бесшумная работа; нечувствительность к загрязненности и изменению давления окружающей среды; работоспособность при низких температурах; способность работать на любой высоте; мгновенный запуск; высокий к. п. д.; малая стоимость.

11-1. КЛАССИФИКАЦИЯ ИНВЕРТОРНЫХ СХЕМ

В данном разделе используются следующие понятия:

Выпрямитель — устройство для преобразования переменного тока в постоянный.

Инвертор — устройство для преобразования постоянного тока в переменный.

Преобразователь частоты — устройство для преобразования переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты.

Преобразователь постоянного тока — устройство для преобразования постоянного тока в постоянный ток другого напряжения с промежуточным звеном переменного тока.

Циклоконвертор (непосредственный преобразователь частоты) — устройство для преобразования переменного тока высокой частоты в переменный ток более низкой частоты без промежуточного звена постоянного тока. Циклоинвертор — комбинация инвертора и

циклоконвертора, т. е. инвертор с промежуточным звеном переменного тока другой частоты.

Прерыватель («однополюсный» инвертор) — устройство для преобразования постоянного тока в постоянный или постоянного в прерывистый с использованием одного силового управляемого вентиля.

Примечание. Термин «инвертор» также используется в данном разделе как собирательный, включающий прерыватели, инверторы и некоторые виды преобразователей. Таким образом, приводимая ниже классификация инверторов включает в себя классификацию прерывателей, инверторов, преобразователей частоты и преобразователей постоянного тока.

11-1-1. Классы инверторных схем

Классификация (табл. 11-1) инверторов основывается на классификации методов коммутации, описанных в разд. 5. Всего имеется шесть классов коммутации:

Таблица 11-1

Тиристорные инверторы

Классы	A	B	C	D	E	F
Конфигурации схем (по рис. 11-1)	1 2 3 4 5 6	1 2 3 4 5 6	2 3 4 5 6	1 2 3 4 5 6	1 2 3 4 5 6	1 2 3 4 5 6

Класс A — «самокоммутация» за счет резонансного характера цепи нагрузки.

Класс B — «самокоммутация» при помощи *LC*-цепочки, включенной параллельно вентилю.

Класс C — емкостная или индуктивно-емкостная коммутация при помощи другого силового тиристора.

Класс D — емкостная или индуктивно-емкостная коммутация при помощи вспомогательного тиристора.

Класс E — коммутация при помощи внешнего источника импульсов.

Класс F — коммутация при помощи сети переменного тока.

11-1-2. Свойства различных классов инверторов

Класс A — «самокоммутация» за счет резонансного характера цепи нагрузки. Инверторы наиболее пригодны для работы на высоких частотах (т. е. выше 1 000 *гц*), так как элементы резонансного *LC*-контура обтекаются полным током нагрузки. Ток, проходящий через тиристор, имеет почти синусоидальную форму, поэтому di/dt при отпирании относительно мало. В инверторах класса A ре-

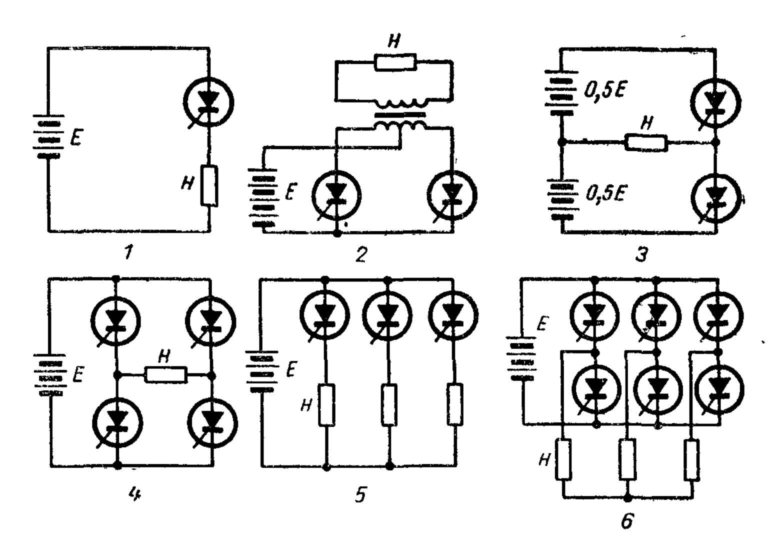


Рис. 11-1. Конфигурации инверторных схем.

1 — прерыватель; *2* — двухполупериодная схема со средней точкой трансформатора; *3* — двухполупериодная со средней точкой источника питания (с разделенным источником питания); *4* — однофазная мостовая; *5* — трехфазная однополупериодная (нулевая); *6* — трехфазная мостовая.

гулировка выходного напряжения осуществляется за счет изменения частоты при постоянной ширине выходных импульсов (т. е за счет изменения скважности).

Класс B — коммутация при помощи *LC*-цепочки, включенной параллельно вентилю. Большим преимуществом схем данного класса является их простота, примером является прерыватель Моргана. Регулировка выходного напряжения также осуществляется за счет изменения скважности. При использовании в *LC*-цепочке насыщающихся дросселей расчет этих элементов должен осуществляться достаточно квалифицированно и необходим контроль за повторяемостью свойств сердечников при изготовлении.

Класс C — емкостная или индуктивно-емкостная коммутация другим силовым тиристором. Примером данного класса инверторов является хорошо известный инвертор Мак-Муррея — Бедфорда. При наличии некоторых дополнительных элементов инверторы этого класса весьма эффективны при частотах ниже 1 000 *гц*. Для регулирования напряжения используются внешние средства.

Класс D — емкостная или индуктивно-емкостная коммутация при помощи вспомогательного тиристора. Этот тип инверторов весьма универсален, так как в нем могут легко регулироваться как рабочая частота, так и ширина выходных импульсов. Энергия, циркулирующая в контуре коммутации, легко может быть передана в нагрузку, что обеспечивает высокий к. п. д.

Класс E — коммутация при помощи внешнего источника импульсов Этот метод коммутации ранее почти не рассматривался. Он может быть эффективным, однако для коммутации необходимо от внешнего источника подавать импульсы достаточно большой энергии. При этом можно легко регулировать как рабочую частоту, так и ширину выходных импульсов.

Класс F — коммутация при помощи сети переменного тока. Применение инверторов этого типа ограничено установками, в которых энергия переменного тока отдается в достаточно мощную сеть; к. п. д. таких инверторов очень высок.

11-1-3. Схемы инверторов

Как известно, выпрямительные схемы могут быть однополупериодными, двухполупериодными, мостовыми и пр. Схемы инверторов группируются аналогичным образом.

На рис. 11-1 приведены различные конфигурации инверторных схем. Устройства для управления тиристорами и коммутации для наглядности опущены.

11-1-4. Свойства различных инверторных схем

Таблица 11-2

Номер схемы по рис. 11-1	1	2	3	4	5	6
Запираемое напряжение[1]	*E*	2 *E*	*E*	*E*	*E*	*E*
Амплитуда напряжения на нагрузке	*E*	*E*[2]	0,5 *E*	*E*	*E*	*E*[3]
Наличие на выходе постоянной составляющей	Да	Нет	Нет	Нет	Да	Нет[4]
Количество тиристоров	1	2	2	4	3	6
Частота пульсаций в цепи питания	*f*	2 *f*	*f*	2 *f*	3 *f*	6 *f*
Отношение потребляемого тока к среднему значению тока тиристора	1	$^1/_2$	1	$^1/_2$	$^1/_3$	$^1/_3$
Возможность работы без трансформатора	Да	Нет	Да	Да	Да	Да

[1] Без учета выбросов при коммутации.
[2] С трансформатором 1 : 1 : 1.
[3] Линейные напряжения.
[4] Предполагается симметричная трехфазная нагрузка.

11-1-5. Обсуждение системы классификации

Использованная классификация, учитывающая как метод коммутации, так и начертание схемы по рис. 11-1, дает 35 различных видов инверторных схем (см. табл. 11-1). Однако имеется много

схем, которые могут попасть в одну и ту же классификационную группу, хотя они и различны по ряду своих свойств. Это особенно относится к классу D, так как коммутация при помощи вспомогательных тиристоров может принимать различные формы. Поэтому общее число возможных схем инверторов составляет несколько сотен.

В последующих параграфах из всего многообразия схем инверторов рассмотрены три типа схем; на их примере показана методика расчета. Эти примеры составляют всего лишь около 1% возможных вариантов схем. Поэтому одной из основных задач разработчика является выбор схемы нужного класса и нужной конфигурации, чтобы вместе с добавочными узлами инверторов, описываемыми ниже, в наилучшей степени удовлетворить требованиям конкретной области применения.

11-2. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ИНВЕРТОРОВ

11-2-1. Инверторы класса А

Инверторы класса А весьма широко освещены в литературе [Л. 11-1-1—11-1-10]. Приводимая ниже методика расчета заимствована из [Л. 11-1-4]

ОПИСАНИЕ СХЕМЫ

Основная схема инвертора показана на рис. 11-2,*а* Ее работа сводится к следующему. Отпирание тиристора T_1 создает полусинусоидальный импульс тока в нагрузке R и заряжает C, после чего T_1 запирается. Этот заряд, следовательно, и обратное напряжение

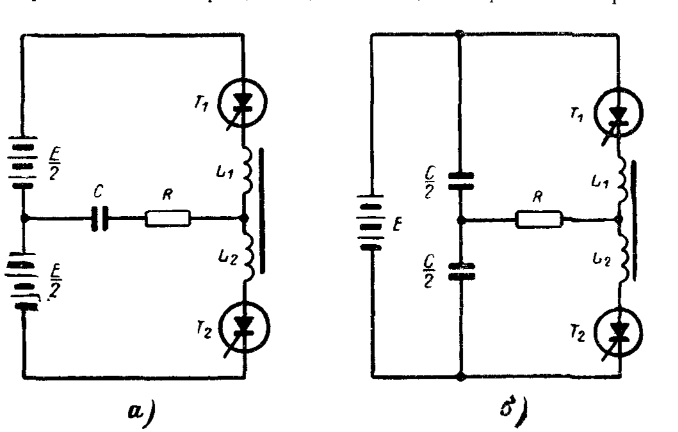


Рис. 11-2 Однофазные инверторы класса А.
а — с разделенным источником питания, *б* — с разделенной коммутирующей емкостью.

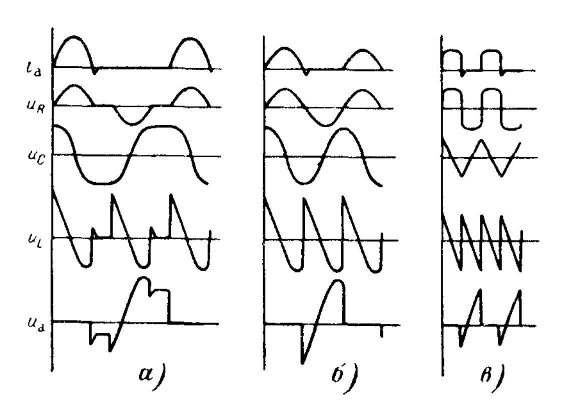


Рис. 11-3 Графики токов и напряжений в инверторе класса А по схеме рис. 11-2,*а*.
а — при $f<f_р$, *б* — при $f=f_р$; *в* — при $f>f_р$.

на зажимах T_1 будут поддерживаться до отпирания T_2. После этого через C проходит импульс тока, но уже обратной полярности. Конденсатор C разряжается и затем заряжается в обратном направлении. После этого на T_1 подается следующий управляющий импульс, и процесс повторяется.

На рис. 11-3*а* показаны кривые токов и напряжений при частоте запуска, меньшей, чем резонансная частота контура LC, т. е. при $f<f_р$, на рис. 11-3,*б* показаны те же кривые при $f=f_р$, а на рис. 11-3,*в* при $f>f_р$. Граничный режим на рис. 11-3,*б* обеспечивает синусоидальную форму выходного напряжения и поэтому обычно наиболее желателен. Однако в большинстве случаев изменение активной и реактивной составляющих сопротивления нагрузки приводит к режимам рис. 11-3,*а* или *в*.

Схема на рис 11-2,*б* полностью эквивалентна схеме на рис 11-2*а*, за исключением того, что не нужен средний вывод у источника питания, а на обоих конденсаторах $C/2$ имеется постоянная составляющая напряжения, равная $E/2$.

Необходимо отметить, что импульсы тока, проходящие через индуктивности L_1 и L_2 попеременно, но в одном направлении, вызывают перемагничивание сердечника с частотой, вдвое большей частоты управления Постоянная составляющая тока в L_1 и L_2 равна току в источнике питания, в связи с чем должно быть устранено насыщение индуктивностей.

Методика расчета

Исходные данные: выходная мощность P_0, *вт*, выходная частота f, *гц*, напряжение источника питания E, *в*.

Потребляемая мощность, если задаться к. п. д. 90%, равна $P_1=P_0\cdot 100/90$, *вт*.

Потребляемый ток I_d, равный среднему току через тиристоры $I_а$:

$$I_d = I_а = \frac{P_1}{E}.$$

Так как ток имеет форму полусинусоидальных импульсов, то при $f = f_р$ амплитуда анодного тока равна.

$$I_{а.м} = \pi I_{а.ср},\ а.$$

Величина $I_{а.м}$ определяет предварительный выбор тиристоров. Эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R = \frac{2E}{\pi^2 I_d},\ ом.$$

Амплитуда напряжения на нагрузке

$$U_{н.м} = \frac{2E}{\pi},\ в.$$

Коэффициент Q (добротность) следует выбрать от 1 до 4. При больших значениях Q увеличивается время, предоставляемое для восстановления управляемости тиристоров $t_в$, однако при этом в схеме должны быть использованы тиристоры на более высокие напряжения; увеличивается du/dt и возрастают размеры дросселя L и конденсатора C.

Емкость конденсатора

$$C = \frac{10^6}{2\pi Q f R},\ мкф.$$

Индуктивность дросселя

$$L = L_1 = L_2 = \frac{QR}{2\pi f} \cdot 10^6,\ мкгн.$$

Амплитуда напряжения на зажимах конденсатора — в схеме рис. 11-2,*а* или амплитуда переменной составляющей — в схеме рис. 11-3,*б*

$$U_{Cм} = QU_{н.м},\ в.$$

Действующее значение тока через обмотки дросселя

$$I_L = \frac{I_{а.м}}{2}.$$

Три следующие формулы выведены из соотношения

$$u_а = 2U_{н.м}(Q \cos \omega t - \sin \omega t),$$

где $u_а$ — напряжение на тиристоре в нерабочую часть периода (в случае $f = f_р$).

Амплитуда прямого напряжения на тиристоре

$$U_{а.м} = \frac{4}{\pi}\sqrt{Q^2 + 1},\ в.$$

Наибольшее du/dt:

$$\frac{du}{dt} = \frac{8Ef\sqrt{Q^2+1}}{10^6},\ \frac{в}{мксек}.$$

Предоставляемое схемой время восстановления

$$t_в = \frac{10^6}{2\pi f} \operatorname{arctg} Q,\ мксек.$$

Потери в конденсаторе

$$P_C = \frac{Q}{Q_C} P_1,\ вт,$$

где Q_C — добротность конденсатора C.

Потери в дросселе

$$P_L = \frac{Q}{Q_L} P_1,\ вт,$$

где Q_L — добротность дросселя.

Для определения потерь в тиристорах необходимо: а) по кривой мгновенного анодного тока $i_а$ построить график мгновенного падения напряжения $u_а$ с учетом повышенного падения в начале импульса тока (что можно сделать, пользуясь справочными данными, или по результатам эксперимента); б) полученную кривую $p(t) = i_а(t) u_а(t)$ проинтегрировать графически, чтобы найти среднее значение мощности рассеяния. При этом необходимо проследить, чтобы кривая тока не пересекала линию предельного тока (или предельной мощности) при отпирании. В противном случае надо снизить рабочую частоту.

При данном расчете не учитываются следующие потери: в сопротивлении проводов, в выходном трансформаторе, в конденсаторе фильтра, в цепи управления, в тиристорах при их запертом состоянии.

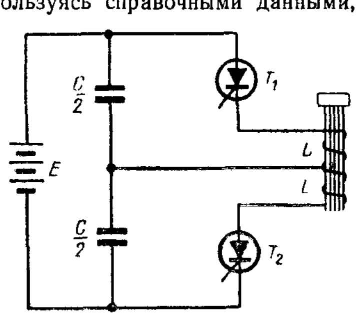


Рис. 11-4. Использование инвертора класса А в качестве ультразвукового генератора с удвоением частоты

Тогда выходная мощность

$$P_0 = P_1 - (P_C + P_L + 2P_т),\ вт,$$

и к. п. д. инвертора

$$\eta = \frac{P_0}{P_1} \cdot 100,\ \%.$$

Если η заметно отличается от 90%, то необходимо сделать перерасчет, используя исправленное значение P_1.

Генератор ультразвуковой частоты

Принципиальная схема приведена на рис. 11-4. Необходимо отметить, что нагрузкой являются обмотки магнитострикционного преобразователя, которые выполняют также роль дросселя L. Таким образом, магнитострикционный преобразователь работает с частотой 25 *кгц*, хотя тиристоры инвертора включаются с частотой 12,5 *кгц*.

Расчет такого генератора дается в качестве примера расчета инверторов класса А.

Расчет элементов производят, исходя из удвоенной выходной мощности. Однако для получения значений токов и мощности результаты при 25 *кгц* необходимо разделить на 2

Исходные данные

$P_0=100$ *вт*, $f=25$ *кгц* $E=50$ *в*, добротность магнитострикционного преобразователя равна 5

Потребляемая мощность (при η=90%)

$$P_1 = 100 \cdot 2\frac{100}{90} = 220\ вт.$$

Потребляемый ток, равный среднему току через тиристоры, определим как $I_d = \frac{220}{50} = 4{,}4$ *а*, но берем половину, т. е 2,2 *а* при частоте отпирания 12,5 *кгц*.

В данном случае можно использовать недорогие тиристоры типа С20 с временем восстановления управляемости 20 *мксек*.

Амплитуда анодного тока

$$I_{а\ м} = \pi\ 4{,}4 = 13{,}8\ а.$$

Эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R = \frac{2}{\pi^2}\ \frac{50}{4{,}4} = 2{,}3\ ом.$$

Напряжение на нагрузке

$$U_{н.м} = \frac{2 \cdot 50}{\pi} = 32\ в.$$

Емкость конденсатора

$$C = \frac{10^6}{2\pi \cdot 5 \cdot 12\,500\ 2{,}3} = 1{,}1\ мкф$$

Следовательно, емкость каждого конденсатора в схеме рис 11-4 равна $C/2=0{,}55$ *мкф*

Индуктивность

$$L = L_1 = L_2 = \frac{5\ 2{,}3\ 10^6}{2\pi\ 12\,500} = 145\ мкгн$$

Амплитуда переменного напряжения на зажимах конденсаторов

$$U_{см} = 5\ 32 = 160\ в$$

Действующее значение тока в обмотках

$$I_L = \frac{6{,}9}{2} = 3{,}45\ а$$

Амплитуда прямого напряжения на тиристорах

$$U_{а\ м} = \frac{4\ 50}{\pi}\sqrt{5^2+1} = 325\ в.$$

Наибольшее du/dt на тиристорах

$$\frac{du}{dt} = \frac{8\ 50\ 12\,500\sqrt{5^2+1}}{10^6} = 25{,}5\ \frac{в}{мксек}.$$

Время, предоставляемое для восстановления управляемости, равно сумме полупериода частоты 12,5 *кгц* (20 *мксек*) и величины $t'_в$·

$$t'_в = \frac{10^6}{2\pi\ 25\,000}\ \mathrm{arctg}\ 5 = 8{,}7\ мксек.$$

Таким образом, полное время, предоставляемое для восстановления $t_{в(полн)}$, равно 28 7 *мксек*

Потери в конденсаторах Предположим, что добротность конденсатора 100 Тогда

$$P_C = \frac{5}{100}\ 110 = 5{,}5\ вт$$

Потери в индуктивностях в данном случае определяются добротностью магнитострикционного преобразователя $Q_L=5$

Полная схема генератора ультразвуковой частоты показана на рис 11-5

Система управления состоит из двух релаксационных генераторов на однопереходных транзисторах, каждый из которых питается анодным напряжением тиристора. Такое включение обеспечивает большую надежность запуска, так как тиристор не может быть открыт, пока сначала к нему не будет приложено прямое напряжение. Это, однако, достигается в некоторой степени за счет снижения выходной мощности Резистор R_9 дает возможность некоторой части тока при включении инвертора протекать, минуя T_1, что обеспечивает зарядку C_2 и отпирание T_2, вызывающее возникновение колебаний

Схема инвертора класса А с обратными диодами

Приводимые сведения заимствованы из [Л 11-1-10]

Схема инвертора показана на рис. 11-6 Она работает следующим образом· после отпирания тиристора T_1 конденсатор C заря-

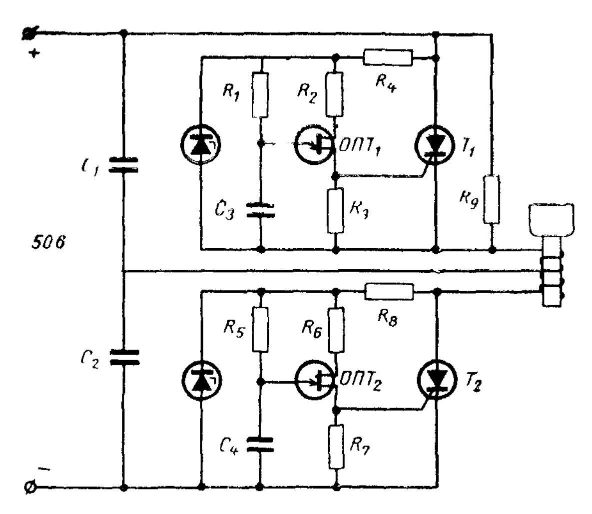


Рис. 11-5. Практическая схема ультразвукового генератора 100 *вт*, 25 *кгц*

C_1, C_2 — 0,5 *мкф*, C_3, C_4 — 0,005 *мкф*, 100 *в*, R_1, R_5 — 25 *ком*, R_2, R_6 — 180 *ом*, 1 *вт*, R_3, R_7 — 100 *ом*, 0,5 *вт*, R_4, R_8 — 2,2 *ком*, 2 *вт*, R_9 — 10 *ком*, 2 *вт*, T_1, T_2 — типа C2O, $ОПТ_1$, $ОПТ_2$ — типа 2N2647

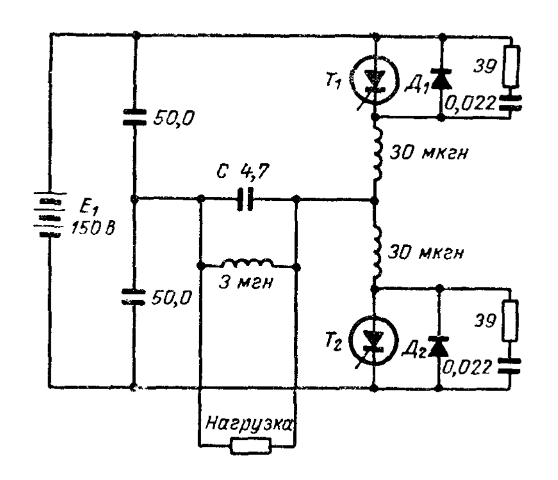


Рис. 11-6. Схема инвертора класса А с обратными диодами

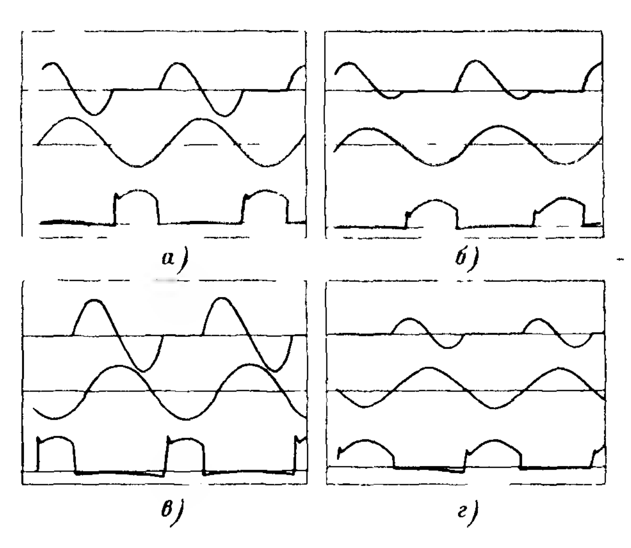


Рис. 11-7. Осциллограммы суммарного тока через тиристор и диод, выходного напряжения и напряжения на тиристоре (сверху вниз) в схеме рис. 11-6 при холостом ходе (*а*), омической (*б*), емкостной (*в*) и индуктивной (*г*) нагрузках

жается практически до $2E_1$. Затем направление тока изменяется, и конденсатор разряжается через диод $Д_1$. Во время протекания разрядного тока тиристор T_1 может восстановить управляемость. Аналогичный цикл протекает после отпирания нижнего тиристора T_2.

На рис. 11-7,*а* и *б* показаны осциллограммы соответственно для холостого хода и чисто омической нагрузки. Сравнение позволяет сделать вывод о постоянстве величины и формы кривой выходного напряжения и амплитуды напряжения на тиристорах. На рис. 11-7,*в* дана диаграмма напряжений при чисто емкостной нагрузке. Заметно некоторое расширение импульсов тока и возрастание выходного напряжения. Наконец, диаграмма рис. 11-7,*д* показывает влияние индуктивной нагрузки, которая оказывает противоположное действие. Как видно из этих кривых, ни опережающий, ни отстающий коэффициенты сдвига нагрузки не оказывают заметного влияния на схемное время восстановления управляемости и амплитуду напряжений на элементах инвертора.

Экспериментально установлено, что в таком инверторе минимальные искажения выходного напряжения имеют место при $f_р/f = 1{,}35$, где $f_р$ и f — резонансная частота и частота управления соответственно.

Основные показатели такого инвертора:

1) хорошая форма выходного напряжения,

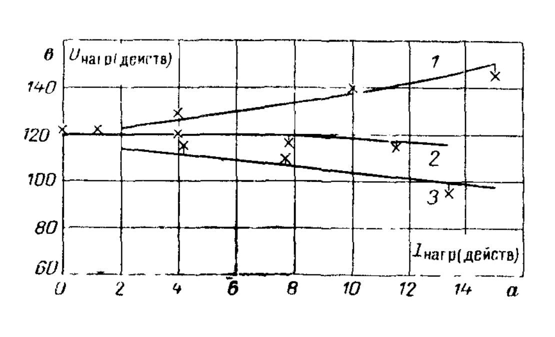


Рис. 11-8. Внешние характеристики инвертора по схеме рис. 11-6.

1 — при чисто емкостной нагрузке, *2* — при омической нагрузке *3* — при чисто индуктивной нагрузке

2) жесткая внешняя характеристика;

3) способность работать при холостом ходе;

4) способность работать при изменении коэффициента мощности нагрузки в широком диапазоне;

5) сравнительно малое и стабильное амплитудное значение напряжения на тиристорах (при заданном E)

На рис. 11-8 представлены экспериментальные и расчетные внешние характеристики для активной и реактивных нагрузок подобной схемы, описанной подробно в [Л. 11-1.10]. Удобная схема управления таким инвертором показана на рис. 4-39.

Применение инверторов класса А

Инверторы класса А могут использоваться:

1) в генераторах ультразвуковой частоты для очистки деталей, сварки и перемешивания;

2) в установках индукционного нагрева;

3) в радиопередатчиках, работающих в области длинных и сверхдлинных волн;

4) в излучателях гидролокаторов;

5) в преобразователях частоты с промежуточным звеном повышенной частоты в качестве первого звена; вторым звеном таких преобразователей являются циклоконверторы;

6) в преобразователях постоянного тока также в качестве первого звена, где *благодаря высокой промежуточной частоте* обеспечиваются малые вес, размеры и стоимость и высокое быстродействие.

Приведенный список не исчерпывает всех возможностей инверторов класса А

11-2-2. Инверторы класса С

Типичной для инверторов класса С является хорошо известная схема Мак-Муррея — Бедфорда (рис. 11-9). Для рассмотрения принципа действия предположим, что T_1 отперт, а T_2 заперт. Ток от источника питания проходит через левую половину первичной обмотки трансформатора. При этом на аноде T_2 напряжение равно $2E$ и конденсатор C заряжен до $2E$

Когда отпирается T_2, потенциал точки A повышается примерно до величины $2E$, что создает обратное смещение T_1 и он запирается. Конденсатор C поддерживает обратное напряжение на T_1 в течение времени, требуемого для восстановления тиристора. После повторного отпирания T_1 инвертор возвращается в первоначальное состояние, и далее цикл повторяется. В результате постоянный ток проходит поочередно через обе половины первичной обмотки трансформатора, создавая во вторичной обмотке переменное напряжение прямоугольной формы.

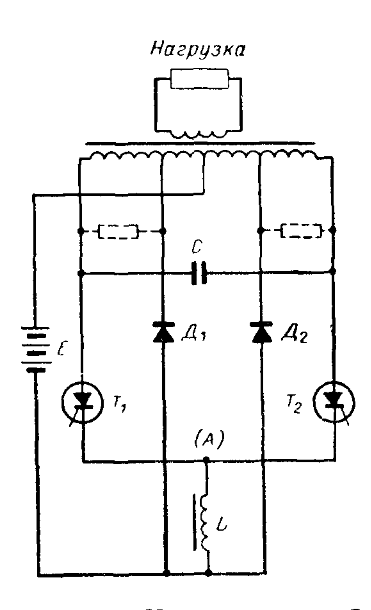


Рис. 11-9. Инвертор класса С по схеме Мак-Муррея—Бедфорда.

Вентили $Д_1$ и $Д_2$ пропускают обратно к источнику питания импульсы тока, обусловленные реактивной мощностью при емкостной или индуктивной нагрузках. При индуктивной нагрузке энергия, накопленная в цепи нагрузки к концу полупериода переменного напряжения, возвращается в источник питания в начале следующего полупериода. В случае же емкостной нагрузки энергия, накопленная в цепи нагрузки в начале полупериода, возвращается в источник питания позднее в течение этого же полупериода.

Эти «обратные» вентили включены между отрицательным зажимом источника питания и отводами от первичной обмотки трансформатора. В тех случаях, когда небольшие добавочные потери не играют существенной роли, эти диоды могут быть подключены к анодам тиристоров через небольшие сопротивления, как показано пунктиром на рис. 11-9; отводы у обмотки трансформатора в этом случае не нужны. При подключении их к отпайкам трансформатора некоторая часть энергии, накопленная в индуктивности L, отдается в цепь нагрузки. Такое включение приводит к некоторому изменению кривой и величины выходного напряжения при изменении коэффициента мощности нагрузки, но эти изменения значительно меньше тех, которые имеют место при отсутствии обратных вентилей.

Для коммутирующих элементов схемы Мак-Муррея — Бедфорда оптимальные значения равны:

$$C=\frac{t_в I_{ком}}{1,7E};\quad L=\frac{t_в E}{0,425 I_{ком}},$$

где $t_в$ — минимальное время восстановления выбранного тиристора; $I_{ком}$ — наибольшее значение тока нагрузки в момент коммутации.

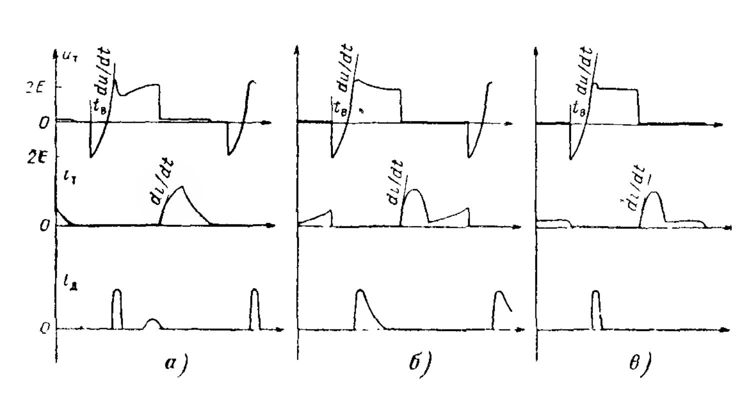


Рис. 11-10. Графики напряжения на тиристоре, тока тиристора и тока диода (сверху вниз) в схеме рис 11-9 (коммутационный интервал для наглядности растянут)

а — при *RC*-нагрузке, *б* — при *RL*-нагрузке, *в* — при чисто омической нагрузке

Кривые напряжений и токов инвертора при различных значениях коэффициента мощности нагрузки показаны на рис. 11-10.

Указанные выше соотношения определяют такие значения L и C, которые обеспечивают коммутацию при максимальном отставании тока нагрузки от напряжения.

Одним из вспомогательных элементов, которые могут быть успешно использованы с инверторами класса С, является фильтр Отта (см § 11-3-3). Этот фильтр обеспечивает синусоидальную форму выходного напряжения, стабилизирует его величину при изменении нагрузки и предоставляет со стороны входа емкостную нагрузку для инвертора при изменении коэффициента мощности нагрузки в широких пределах Такая емкостная нагрузка инвертора упрощает проблему коммутации. Схема фильтра показана на рис. 11-21 На рис. 11-22 показана зависимость входного сопротивления фильтра от сопротивления нагрузки. Радиальные линии, выходящие из начала координат, являются геометрическим местом точек фазового угла при постоянной нагрузке, окружности являются геометрическим местом точек модуля сопротивления при постоянной нагрузке Два других семейства геометрических мест определяют полное входное сопротивление фильтра (модуль и фазовый угол) Все значения сопротивлений взяты в относительных единицах (относительно расчетного сопротивления фильтра). Необходимо отметить, что для того, чтобы входное сопротивление фильтра было емкостным при любом коэффициенте мощности нагрузки, относительное номинальное сопротивление нагрузки должно быть равно двум или более.

Методика расчета инвертора с фильтром Отта

Ниже приводится метод расчета инверторов класса С с прямоугольной кривой выходного напряжения, используемых в комбинации с фильтром Отта для получения синусоидального напряжения.

Исходные данные. Выходное напряжение $E_н$, *в*, выходная мощность $P_н$, *ва*, коэффициент мощности при номинальной нагрузке $\cos\varphi_н$, выходная частота f, напряжение источника питания E.

Расчет фильтра. Активное сопротивление нагрузки

$$R_н = \frac{E_н \cos\varphi_н}{P_н}.$$

Реактивное сопротивление нагрузки

$$X_н = \frac{R_н}{\cos\varphi_н}\sqrt{1-\cos\varphi_н}.$$

Полное сопротивление нагрузки

$$z_н = \sqrt{R_н^2 + X_н^2}.$$

Расчетное сопротивление фильтра

$$z_ф = \frac{z_н}{2}.$$

Расчетная угловая частота

$$\omega_р = 2\pi f.$$

Параметры элементов фильтра:

$$C_1 = 1/6\omega_р z_ф;\; C_2 = 1/3 z_ф \omega_р;$$

$$L_1 = 9 z_ф/2\omega_р;\; L_2 = z_ф/\omega_р.$$

Входное сопротивление фильтра ($z_{вх}$, $R_{вх}$, $X_{вх}$) **определяется из** рис. 11-22.

Напряжение на входе фильтра

$$E_1 = \frac{\sqrt{2}}{4}\pi z_{вх}\sqrt{\frac{P_н}{R_{вх}}}.$$

Расчет инвертора. **Коэффициент трансформации**

$$n = E_1/E.$$

Потребляемая мощность **исходя из к. п. д. 85%**

$$P_1 = P_н \frac{100}{85}.$$

Среднее значение тока тиристора

$$I_а \approx \frac{P_н z_{вх}}{2ER_{вх}}$$

Амплитуда прямого напряжения на тиристоре

$$U_{а.м} < 2{,}5E.$$

По значениям $I_а$ и $U_{а.м}$ можно предварительно выбрать тиристор.

Амплитуда тока через тиристор

$$I_{а.м} = 4E\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Время, предоставляемое для восстановления управляемости,

$$t_в = \frac{2\pi}{3}\sqrt{LC}.$$

Скорость нарастания прямого напряжения

$$\frac{du}{dt} = \frac{0,85E}{\sqrt{LC}}.$$

Скорость нарастания тока при отпирании

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{2E}{L}.$$

На основании четырех последних соотношений L и C могут быть определены следующим образом:

$$L = \frac{6Et_в}{\pi I_{а.м}}.$$

При этом необходимо сначала выбрать желаемые $t_в$ и $I_{а.м}$ и определить L. Затем проверить du/dt при помощи соотношения

$$\frac{du}{dt} = \frac{3,44E^2}{LI_{а.м}}.$$

Если du/dt слишком велико, то необходимо соответственно увеличить L и пересчитать $I_{а.м}$. Теперь

$$C = \frac{t_в I_{а.м}}{8\pi E}.$$

Минимальное значение L должно быть таким, чтобы di/dt при отпирании было ниже предельного.

Инвертор на 400 гц с синусоидальным выходным напряжением

Расчет инвертора на 400 *гц* с синусоидальным выходным напряжением приводится как иллюстрация использования описанной методики расчета инвертора класса С в комбинации с фильтром Отта.

Исходные данные. Выходная мощность 360 *ва*, выходное напряжение 120 *в* (действующее значение), выходная частота 400 *гц*, номинальный коэффициент мощности нагрузки 0,7 (нагрузка индуктивно-омическая), напряжение источника питания 28 *в*.

Расчет фильтра. Активное сопротивление нагрузки

$$R_н = \frac{120^2 \cdot 0,7}{360} = 28 \text{ ом}.$$

Реактивное сопротивление нагрузки

$$X_н = \frac{28}{0,7}\sqrt{1-0,7^2} = 28 \text{ ом}.$$

Полное сопротивление нагрузки

$$z_н = \sqrt{28^2+28^2} = 40 \text{ ом}.$$

Расчетное сопротивление фильтра

$$z_ф \leq 40/2 \text{ ом}. \text{ Выбираем } z_ф = 15 \text{ ом}.$$

Расчетная угловая частота

$$\omega_р = 2\pi \cdot 400 = 2\,500 \text{ рад/сек}.$$

Значение элементов фильтра

$$C_1 = \frac{10^6}{6 \cdot 15 \cdot 2\,500} = 4,5 \text{ мкф},$$

$$C_2 = \frac{10^6}{3 \cdot 15 \cdot 2\,500} = 9 \text{ мкф};$$

$$L_1 = \frac{9 \cdot 15}{2 \cdot 2\,500} = 27 \cdot 10^{-3} \text{ гн};$$

$$L_2 = \frac{15}{2\,500} = 6 \cdot 10^{-3} \text{ гн}.$$

Входное сопротивление фильтра получаем из рис. 11-22 (по точке X)

$$Z_{вх} = z_ф(5,5e^{-j16}) = 80 - j23 \text{ ом};$$

$$R_{вх} = 80 \text{ ом}, \ X_{вх} = 23 \text{ ом}; \ z_{вх} = 83 \text{ ом}.$$

Напряжение на входе фильтра

$$E_1 = \frac{\sqrt{2}}{4}\pi \cdot 83\sqrt{\frac{360}{80}} = 195 \text{ в}.$$

Расчет инвертора. Коэффициент трансформации

$$n = \frac{195}{28} = 7.$$

Потребляемая мощность (исходя из к. п. д. 85%)

$$P_1 = 360\,\frac{100}{85} = 424 \text{ вт}.$$

Средний ток тиристора

$$I_а \approx \frac{360 \cdot 83}{2 \cdot 28 \cdot 80} = 6,8 \text{ а}.$$

Амплитуда прямого напряжения на тиристоре

$$U_{а.м} = 2,5 \cdot 28 = 70 \text{ в}.$$

Выбираем тиристоры типа C141A.

Коммутирующие элементы. Время восстановления управляемости тиристоров типа C141A составляет 10 *мксек*, допустимое $du/dt = 200$ *в/мксек*. Принимаем $t_в = 12$ *мксек* и $I_{а.м} = 14$ *а*, тогда

$$L = \frac{6 \cdot 28 \cdot 12}{14\pi} = 45 \cdot 10^{-6} \text{ гн}.$$

Проверяем величину du/dt:

$$\frac{du}{dt} = \frac{3,44 \cdot 790}{45 \cdot 10^{-6} \cdot 14} = 4,3 \text{ в/мксек}.$$

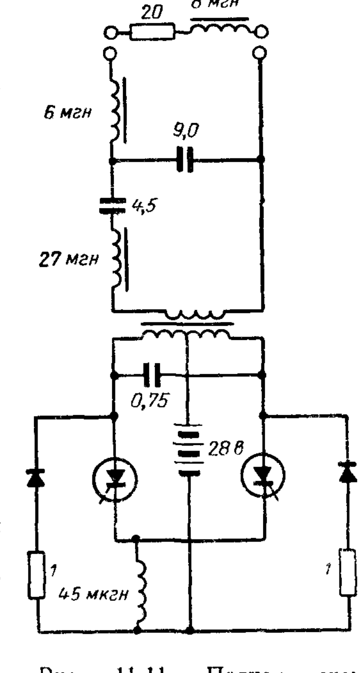


Рис. 11-11. Полная схема инвертора с фильтром Отта для получения синусоидального напряжения 400 *гц*.

Затем находим:

$$C = \frac{3 \cdot 12 \cdot 10^{-6} \cdot 14}{8\pi \cdot 28} = 0,75\ мкф.$$

Величина di/dt при отпирании

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{2 \cdot 28}{45} = 1,25\ а/мксек.$$

Номинальные ток и напряжение обратных вентилей выбираются примерно такими же, что и для тиристоров.

Полная схема инвертора с фильтром показана на рис. 11-11. Для ограничения рассеяния мощности в обратных диодах последовательно с ними включены сопротивления по 1 *ом*.

11-2-3. Применение схемы Джонса в качестве прерывателя постоянного тока в системе регулируемого электропривода на подвижном объекте с питанием от аккумуляторных батарей

Введение

Существуют три способа регулирования скорости вращения двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением при питании его от аккумуляторной батареи:

1. Последовательно с двигателем может быть включен реостат. При этом способе регулирование скорости двигателя осуществляется плавно, но в реостате теряется значительная мощность.

2. Секции батареи или обмотки возбуждения могут переключаться последовательно или параллельно. Этот способ характеризуется отсутствием потерь, но отсутствует плавность регулирования.

3. За счет включения последовательно с двигателем быстродействующего выключателя, именуемого прерывателем, время замкнутого и разомкнутого состояния которого можно изменять.

Последний способ проиллюстрирован на рис. 11-12. Если время включенного состояния значительно меньше времени выключенного, среднее за период напряжение на зажимах двигателя невелико и его скорость мала. С увеличением отношения $t_{вкл}/t_{выкл}$ среднее напряжение плавно нарастает. Этот способ сочетает в себе преимущества двух предыдущих, так как обеспечивает одновременно плавное управление и высокий к. п. д.

На рис. 11-13 приведена схема такого регулятора, выполненного на базе тиристора. Устройства для отпирания и запирания тиристора не показаны (см. ниже). Контакторы K_2, K_3, K_4 и K_5 обеспечивают реверсирование поля. При замкнутых K_2 и K_5 получается прямое направление вращения, при замкнутых K_3 и K_4 — обратное.

Прерыватель на тиристорах обеспечивает на практике регулирование напряжения на двигателе в пределах от 20 до 80% напряжения источника питания. Когда верхний предел этого диапазона

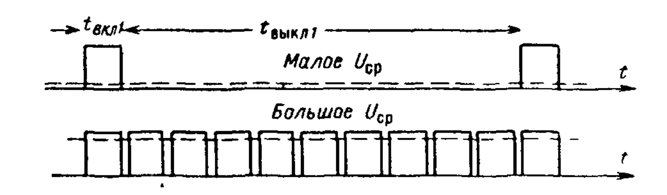


Рис. 11-12. Регулирование среднего значения напряжения с помощью прерывателя.

достигнут, замыкается контактор K_1 для подачи на двигатель полного напряжения питания, при котором двигатель развивает максимальный крутящий момент.

Диод Д является хорошо известным шунтирующим (буферным) диодом. Он пропускает ток, когда тиристор заперт, препятствуя этим появлению высокого напряжения на зажимах двигателя и на других элементах.

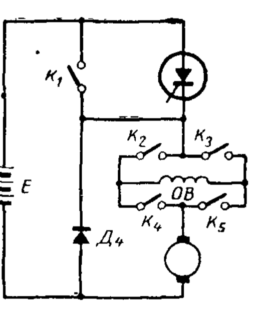


Рис. 11-13. Схема тиристорного регулятора-прерывателя (упрощенно).

В описываемом ниже регуляторе используется принцип переменной частоты и постоянной ширины импульса. Имеются варианты с переменной шириной импульса и постоянной частотой.

Схема прерывателя Джонса

Принципиальная схема дана на рис. 11-14. Тиристор T_1 пропускает ток нагрузки. При его отпирании ток проходит через обмотку L_1 трансформатора $Тр$ к нагрузке, представленной индуктивностью L и сопротивлением R. При прохождении тока нагрузки в обмотке L_2 индуктируется напряжение, заряжающее конденсатор C. Этот заряд держится до момента отпирания тиристора T_2. При этом напряжение на зажимах T_1 меняет знак, и он запирается.

Одним из преимуществ схемы Джонса является надежность коммутации при пуске. Всегда, когда через L_1 начинает проходить ток нагрузки, конденсатор заряжается, и, таким образом, в нем накапливается энергия для коммутации.

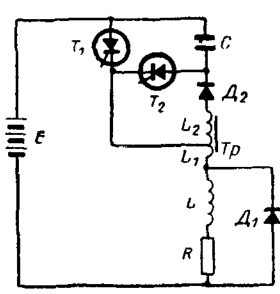


Рис. 11-14. Схема регулятора-прерывателя Джонса.

Время, предоставляемое тиристору для восстановления, оказывается наименьшим в течение первого цикла работы после пуска (предполагается, что до начала работы конденсатор полностью

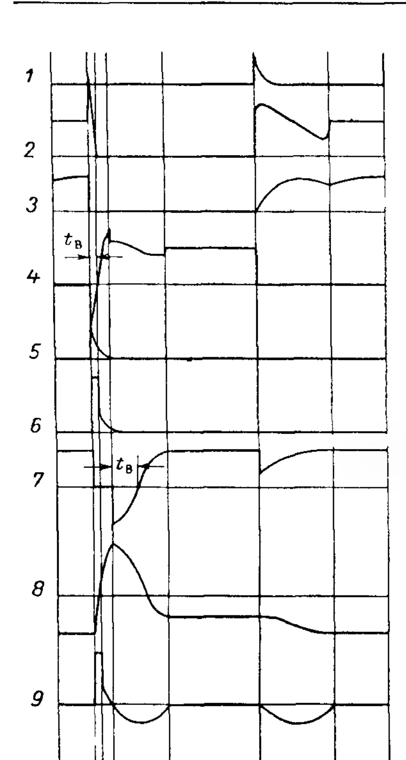


Рис 11-15 Графики токов и напряжений в схеме рис 11-14.

1 — управляющий импульс T_1, *2* — напряжение на нагрузке; *3* — ток тиристора T_1, *4* — напряжение на T_1, *5* — управляющий импульс T_2, *6* — ток T_2, *7* — напряжение на T_2; *8* — напряжение на конденсаторе C; *9* — ток конденсатора C

разряжен). Поэтому существенно, чтобы расчет схемы и измерения при наладке производились для случая нулевого напряжения на конденсаторе.

На рис 11-15 показаны кривые напряжений и токов прерывателя

Замечания по расчету схемы

Полный анализ прерывателя Джонса с учетом пульсаций тока нагрузки до сих пор отсутствует[1] Поэтому приводимые ниже соотношения для выбора параметров схемы являются ориентировочными, и перед окончательной спецификацией деталей необходимо проверить работу прерывателя на лабораторной модели. Если необходимо применить противовключение двигателя, см ниже

Исходные данные напряжение батареи E; наибольший ток электродвигателя $I_н$ (при заторможенном роторе)

Выбор тиристора при наличии шунтирующего контактора K_1 (рис 11-13) производится по следующему ориентировочному соотношению $I_{а\ действ} \geqslant I_н$, где $I_{а\ действ}$ — допустимое действующее значение тока тиристора (с учетом теплоотвода); $I_н$ — наибольший ток нагрузки

Емкость конденсатора C:

$$C = \frac{t_в I_н}{E},\ мкф,$$

где $t_в$ — время восстановления управляемости тиристора, *мксек*.

[1] Анализ несколько отличной схемы прерывателя (без индуктивности L_1) с учетом пульсаций тока нагрузки дан в статье Белов Г А и Лабунцов В А «Анализ установившихся режимов и расчет характеристик тиристорных импульсных преобразователей постоянного напряжения работающих в системе электропривода постоянного тока» Сборник докладов на Всесоюзной научно-технической конференции «Производство и применение средств силовой преобразовательной техники в народном хозяйстве», секция II, вып 3, «Информстандартэлектро», Москва 1968 (Прим. редакторов перевода)

Минимальная ширина импульсов, которая может быть получена, должна быть больше времени зарядки C, определяемого значениями L_2 и C. Минимальная ширина импульса $t_{мин} > \pi\sqrt{L_2C}$, где L_2 — значение индуктивности до насыщения сердечника. Приемлемая ширина импульсов равна $2\pi\sqrt{L_2C}$. При выходном напряжении, равном 80% от напряжения E, максимальная частота повторений импульсов равна:

$$f = \frac{0,8}{2\pi\sqrt{L_2C}}.$$

На практике эта частота лежит в пределах от 100 до 400 *гц*. При очень низких частотах вращение двигателя при малых скоростях становится неравномерным. При очень высоких частотах электродвигатель чрезмерно нагревается.

Из последнего соотношения получаем:

$$L_2 = \frac{16\cdot 10^9}{f^2C},\ мкгн$$

(где C в микрофарадах и f в герцах).

Коэффициент трансформации $Тр$ порядка 7 : 1 обеспечивает достаточное время восстановления тиристора на первом периоде работы Таким образом,

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{1}{7} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}},\ откуда\ L_1 = \frac{L_2}{49},$$

где L_1 — индуктивность первичной обмотки до насыщения сердечника

Если сердечник трансформатора имеет «естественный» воздушный зазор, образующийся при сборке, когда между пакетами основной части сердечника и ярма специальной изолирующей прокладки нет, то число витков может быть определено при помощи следующего приближенного отношения

$$w_2S = 1,1L_2,$$

где S — площадь поперечного сечения сердечника, *см*²; L_2 берется в микрогенри.

Выбранные числа витков и размеры сердечника, должны быть проверены с точки зрения максимальной индукции в сердечнике.

$$B_м = \frac{15E\sqrt{L_2C}\cdot 10^{-4}}{w_1S},\ тл,$$

где L_2 — в микрогенри, C — в микрофарадах.

Величина $B_м$ должна быть немного меньше индукции насыщения материала сердечника.

Наибольшее среднее значение тока шунтирующего диода $Д_1$ согласно ориентировочному эмпирическому соотношению равно

0,25 тока двигателя при заторможенном якоре $I_н$ (предположительный угол проводимости диода 180°). Средний ток через тиристор T_2, диод $Д_2$ и обмотку L_2 равен:

$$I_{ср} = f_{макс}(CE + 2I_н\sqrt{L_1C})\cdot 10^{-6},\ a.$$

Действующее значение тока в L_1 ориентировочно равняется половине тока электродвигателя при заторможенном якоре $I_н$.

Амплитудные значения прямого и обратного напряжений на тиристорах T_1 и T_2, обратного напряжения на диоде $Д_1$ и напряжения на C определяются следующим выражением:

$$U_м \leqslant E + I_н\sqrt{L_1/C},\ в.$$

Амплитудное напряжение на диоде $Д_2$

$$U_{м.д2} = \frac{w_2}{w_1}U_м.$$

Величина du/dt для тиристора T_1 равна:

$$\frac{du}{dt} = \frac{I_н}{C},\ \frac{в}{мксек}.$$

Величина di/dt при отпирании

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{E}{L_1},\ \frac{a}{мксек}.$$

Время, предоставляемое для восстановления,

$$t_в = \frac{EC}{I_м},\ мксек.$$

Аналогично динамические параметры T_2

$$\frac{du}{dt} = \frac{U_м}{\sqrt{L_2C}},\ \frac{в}{мксек};\ \left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{U_м}{L'},\ \frac{a}{мксек},$$

где L' — индуктивность контура, образованного T_1, T_2 и C;

$$t_в = \frac{\pi}{2}\sqrt{L_2C},\ мксек.$$

Пример расчета

Дано: E=36 *в*, $I_м$=110 *a*.

Выбираем тиристор T_1 типа С154, для которого $I_{а.действ}$=110 *а*. Его время восстановления управляемости при токе 50 *а* равно 10 *мксек*.

Емкость конденсатора

$$C = \frac{12\cdot110}{36} = 37\ мкф.$$

Выбираем конденсатор емкостью 50 *мкф*±10%. Приняв наибольшую частоту повторения импульсов $f_{макс}$=300 *гц*, получаем:

$$L_2 = \frac{16\cdot10^9}{360^2\cdot50} = 3\,600\ мкгн.$$

Тогда

$$L_1 = \frac{3\,600}{49} = 73\ мкгн,$$

$$w^2S' = 1{,}1\cdot3\,600 = 3\,960$$

Если выбрать сечение сердечника 4 8 *см*², то

$$w_2 = \sqrt{\frac{3\,960}{4{,}8}} \approx 28\ витков\ и\ w_1 = 4\ витка,$$

$$B_м = \frac{15\cdot36\cdot\sqrt{3\,600\cdot50}\cdot10^{-4}}{4\cdot4{,}8} = 1{,}2\ тл.$$

При такой индукции большинство электротехнических сталей может быть использовано для сердечника

Ток шунтирующего диода $Д_1$

$$\frac{I_м}{4} = \frac{110}{4} = 27{,}5\ a.$$

Среднее значение тока через T_2, D_2 и L_2

$$I_{ср} = 300\,(50\cdot36 + 110\cdot2\sqrt{73\cdot50})\cdot10^{-6} = 4{,}6\ a.$$

Действующее значение тока в L_1

$$\frac{I_н}{2} = 55\ a.$$

Амплитуда напряжения на T_1, T_2, D_1 и C

$$U_м \leqslant 36 + 110\sqrt{73/50} = 170\ в.$$

Амплитуда напряжения на D_2

$$U_м \leqslant 7\cdot170 = 1\,200\ в.$$

Динамические характеристики режима тиристора T_1:

$$\frac{du}{dt} = \frac{110}{50} = 2{,}0\ \frac{в}{мксек};\ \frac{di}{dt} = \frac{36}{73} = 0{,}5\ \frac{a}{мксек};$$

$$t_в = \frac{36\cdot50}{110} = 16\ мксек.$$

То же для T_2

$$\frac{du}{dt} = \frac{170}{\sqrt{3\,600\cdot50}} = 0{,}3\ \frac{в}{мксек};\ \frac{di}{dt} = \frac{170}{2} = 85\ \frac{a}{мксек}$$

(L' принимаем 2 *мкгн*);

$$t_в = \frac{\pi}{2}\sqrt{3\,600\cdot50} = 560\ мксек.$$

Полная схема прерывателя со спецификацией элементов дана на рис 11-16

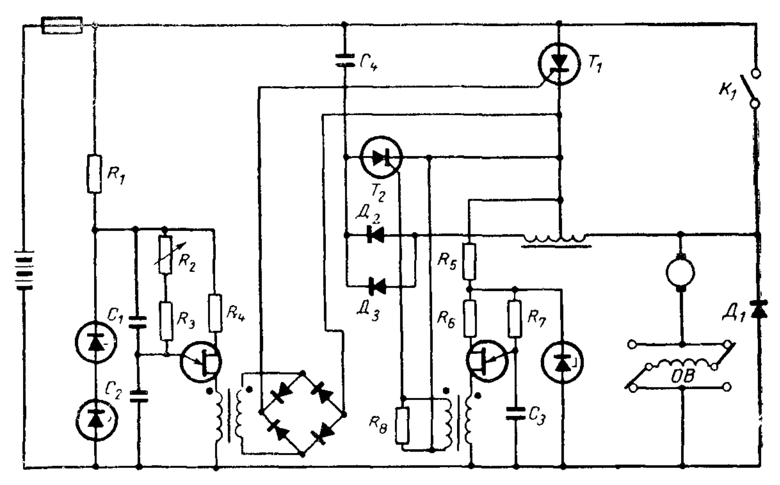


Рис. 11-16. Полная схема прерывателя для регулирования тягового двигателя.

C_1, C_2 — 0,1 *мкф*, 100 *в*; C_3 — 0,22 *мкф*, 100 *в*, C_4 — 50 *мкф*, 115 *в* переменного тока, R_1 — 220 *ом*, 2 *вт*; R_2 — 100 *ком*, R_3 — 20 *ком*, R_4, R_6 — 330 *ом*, 0,5 *вт*; R_5 — 270 *ом*, 0,5 *вт*; R_7 — 15 *ком*, 0,5 *вт*, R_8 — 100 *ом*, 0,5 *вт*; T_1 типа C154B; T_2 типа C140B; $Д_3$ — кремниевый вентиль для ограничения перенапряжений на $Д_2$ (тиректор)

Порядок испытаний

Схема должна быть первоначально испытана с сопротивлением 1 *ом* вместо двигателя. Необходимо проверить диапазон частот и ширину импульса. Время, предоставляемое на восстановление T_1, должно быть измерено, оно должно лежать в пределах от 50 до 70 *мксек*. Затем сопротивление 1 *ом* заменяется электродвигателем. После этого необходимо вновь измерить схемное время восстановления T_1, которое при максимальной нагрузке должно быть на 10—20 *мксек* больше рассчитанного по примененной выше методике

Замечание по противовключению двигателя

Противовключение обеспечивает реверсирование двигателя. В течение интервала торможения двигатель работает как генератор с обратной полярностью. При этом через шунтирующий диод проходит большой ток, и эквивалентное сопротивление нагрузки прерывателя крайне мало. В этом случае величину C или произведение L_1L_2 необходимо увеличить для увеличения времени, предоставляемого для восстановления T_1.

11-3. ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ И ИХ РЕАЛИЗАЦИЯ В ПРАКТИЧЕСКИХ ИНВЕРТОРАХ

При практическом использовании инверторов часто бывает необходимо ввести в конструкцию некоторые дополнительные узлы, чтобы удовлетворить одному или нескольким следующим требованиям:

1) способность работать при индуктивной нагрузке;
2) обеспечение защиты от перегрузок по току;
3) способность работы при отключенной нагрузке (при холостом ходе);
4) обеспечение синусоидального выходного напряжения;
5) возможность регулирования выходного напряжения.

11-3-1. Способность работать при индуктивной нагрузке

В случае реактивной нагрузки в работе инвертора могут возникнуть различные изменения по сравнению со случаем омической нагрузки. В результате реактивная нагрузка может вызвать сильные перенапряжения в инверторе, что сопровождается снижением к. п. д. и мощности на выходе и может вызвать повреждения элементов

Рассмотрим схему на рис 11-17. Предположим, что отперт T_1. Ток проходит по первичной обмотке трансформатора, как показано стрелкой a, ток в нагрузке обозначен стрелкой b. После запирания тиристора T_1 ток b при индуктивной нагрузке должен еще проходить. При отсутствии пути для тока в первичной цепи напряжение на первичной обмотке резко повышается.

Такой путь для тока получается при подключении диода параллельно T_2. Теперь в первичной цепи после запирания T_1 проходит ток c, который, как и ток a, уравновешивает магнитный поток, вызванный током b. Однако подключение диода непосредственно к зажимам тиристора имеет свои недостатки. Время восстановления управляемости тиристора увеличивается, так как отрицательное напряжение на нем не превышает 1 *в* (см. разд. 3). Величина du/dt на аноде тиристора также значительно возрастает. На рис. 11-18 показано влияние такого диода на форму напряжения на тиристоре. Видно, что, когда ток проходит через диод, на зажимах тиристора T_2 действует небольшое отрицательное напряжение. Когда интервал проводимости диода заканчивается, напряжение на зажимах тиристора резко увеличивается, и так как время нарастания обычно меньше 1 *мксек*, то значение du/dt может быть весьма большим Поэтому по возможности не рекомендуется подключать диод непосредственно к зажимам тиристора. На рис. 11-9 была показана

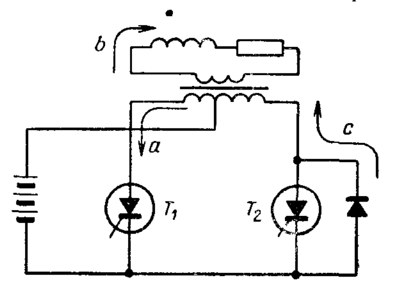


Рис. 11-17. К пояснению работы обратного диода.

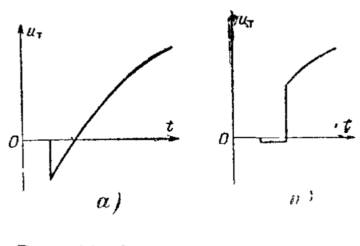


Рис. 11-18 Влияние обратного диода на кривую напряжения на тиристоре.

а — без диода; *б* — при подключении диода параллельно тиристору.

схема, где в контур тиристор — диод включена индуктивность L В этом случае значения du/dt получаются меньше, а обратное напряжение тиристора на этапе восстановления управляемости вновь приобретает пилообразную форму, подобную показанной на рис 11-18,*а* Для более быстрого спада тока в контуре $T — L — Д$ и уменьшения тем самым потерь рекомендуется катоды диодов подключать к отпайкам первичной обмотки трансформатора (рис 11-9) или же подключать к анодам тиристоров через небольшие сопротивления.

Когда с индуктивной нагрузкой работают инверторы класса А, то происходит расстройка резонансного контура Из-за этого может чрезмерно сократиться время, предоставляемое для восстановления; поэтому параметры контура необходимо выбрать с учетом индуктивности нагрузки

11-3-2. Защита от перегрузок по току

Если ток нагрузки на выходе инвертора может превышать допустимые значения, то необходимо принять меры для защиты основных элементов. Здесь можно использовать различные методы, рассматриваемые ниже

Плавкие предохранители и автоматические выключатели в цепи питания постоянного тока

Этот наиболее очевидный способ является одновременно весьма простым Перегрузочную способность тиристоров необходимо согласовать с ампер-секундной характеристикой предохранителей и автоматов, иными словами, величина I^2t тиристора должна быть больше таковой у предохранителя или автомата Однако это условие осложняется тем фактом, что на интервале отпирания тиристора допустимая величина I^2t значительно снижается, в результате чего на этом кратком интервале плавкие предохранители и автоматы не обеспечивают надежной защиты

Другое осложняющее обстоятельство вытекает из того факта, что плавкий предохранитель включен в цепи тока, питающего инвертор Если фильтровый конденсатор в цепи постоянного тока присоединен до предохранителя, то через последний протекает импульсный знакопеременный ток с большим действующим значением Необходимость учета этого обстоятельства при выборе предохранителя ухудшает эффективность этого вида защиты, особенно в высокочастотных инверторах, где в предохранителе начинает сказываться и поверхностный эффект Если же фильтровый конденсатор включить после предохранителя, чтобы разгрузить последний от импульсной составляющей тока, то предохранитель не сможет защитить инвертор от энергии, накопленной в конденсаторе

Ограничение тока с помощью широтно-импульсной модуляции

Защита элементов схемы инвертора от перегрузок по току может быть осуществлена путем сужения длительности импульсов выходного напряжения, если ток на выходе инвертора превышает определенное значение В этом случае при значительном увеличении про-

водимости нагрузки импульсы тока становятся весьма узкими, однако имеют большую амплитуду Поэтому схема должна быть рассчитана с учетом того, что в таком режиме время, предоставляемое для восстановления управляемости тиристоров, сокращается, а величина di/dt увеличивается Если инвертор питает ряд объектов и сеть, в которую он отдает энергию, является разветвленной, то данный способ может оказаться малоэффективным, так как при коротких замыканиях в цепи отдельного потребителя выходной ток инвертора может оказаться недостаточным для срабатывания предохранителей в цепи этого потребителя (особенно, если питание инвертора производится от источника ограниченной мощности)

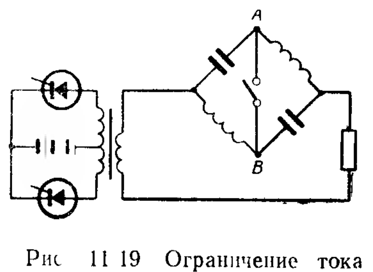


Рис 11 19 Ограничение тока за счет резонанса в LC цепи

Ограничение тока за счет резонанса в LC-цепи

Мостовая LC-схема, включенная на выходе инвертора последовательно с нагрузкой (рис 11-19), настроена в резонанс на рабочей частоте Если добротность конденсаторов и дросселей велика, полный к п д инвертора ненамного снизится при добавлении такой цепи

В случае перегрузки инвертора замыкается быстродействующий ключ между точками A и B При этом вместо двух параллельно соединенных LC-цепочек с резонансом напряжений получаются два LC-контура с резонансом токов (на той же частоте), включенные последовательно по отношению к выходу инвертора и ограничивающие ток нагрузки

В качестве быстродействующего ключа можно использовать насыщающийся дроссель или любой из тиристорных ключей переменного тока описанных в разд 8

Ограничение тока в инверторах класса А с помощью последовательных конденсаторов или буферных диодов

На рис 11 20,*а* показан инвертор класса А с конденсатором C_1, включенным последовательно с нагрузкой Емкость этого конденсатора выбирается так, чтобы при коротком замыкании нагрузки собственная частота LC контура была бы заметно больше частоты управления Это приводит к ограничению тока и напряжения на выходе инвертора при большой проводимости нагрузки

Другой способ ограничения тока нагрузки в инверторах класса А показан на рис 11-20,*б* Дроссель L имеет добавочную обмотку, на которой наводится напряжение с частотой, в 2 раза большей, чем частота на выходе инвертора С увеличением тока нагрузки напряжение на зажимах этой обмотки также увеличивается При соответствующем выборе отношения чисел витков диод $Д_1$ начнет проводить ток тогда, когда ток нагрузки достигнет заранее заданной

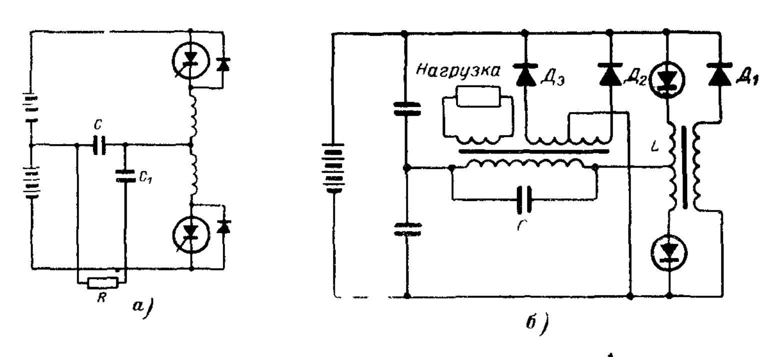


Рис 11-20 Ограничение тока в инверторах класса А с помощью конденсатора, последовательного с нагрузкой (*а*), и с помощью буферного диода, подключенного к добавочной обмотке дросселя (*б*)

величины При этом часть энергии, накапливаемой в индуктивности, будет передаваться обратно в источник питания, что приведет к ограничению выходного тока

В схеме рис 11-20,*б* приняты также меры для сохранения работоспособности инвертора при отключении нагрузки Это важно в инверторах класса А, у которых при сбросе нагрузки добротность контура приближается к нулю и коммутация может нарушиться Параллельный конденсатор *С*, подключенный к первичной обмотке трансформатора (рис 11-20,*б*), обеспечивает достаточно высокую добротность резонансного контура и при отключении нагрузки Однако при этом резонансная частота контура возрастает и выходное напряжение инвертора сильно повышается Это повышение можно ограничить, применив третью обмотку на выходном трансформаторе и диоды $Д_2$ и $Д_3$ Как только напряжение на выходе выпрямителя, образованного третьей обмоткой и диодами $Д_2$ и $Д_3$, превысит напряжение питания, диоды $Д_2$ и $Д_3$ начнут пропускать ток от инвертора к источнику питания

11-3-3. Получение синусоидального выходного напряжения

В большинстве практических применений инверторов желательно иметь на выходе синусоидальную, а не прямоугольную кривую напряжения Здесь, однако, приходится сталкиваться с тем фактом, что при переключении с помощью тиристоров постоянного напряжения питания получается прямоугольное напряжение Ниже перечислены возможные методы получения на выходе тиристорных инверторов синусоидального напряжения:

1) включение нагрузки в состав резонансного контура;
2) ослабление гармоник при помощи *LC*-фильтров;
3) применение *LC*-фильтров в сочетании с выбором оптимальной ширины импульсов напряжения;

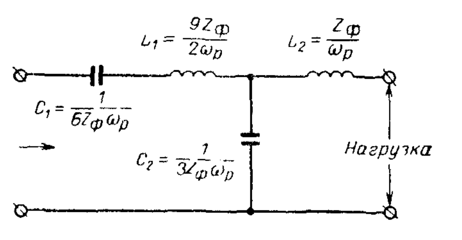


Рис 11 21 Схема фильтра Отта
$Z_ф$ — расчетный импеданс фильтра $\omega_р$ — расчетная частота

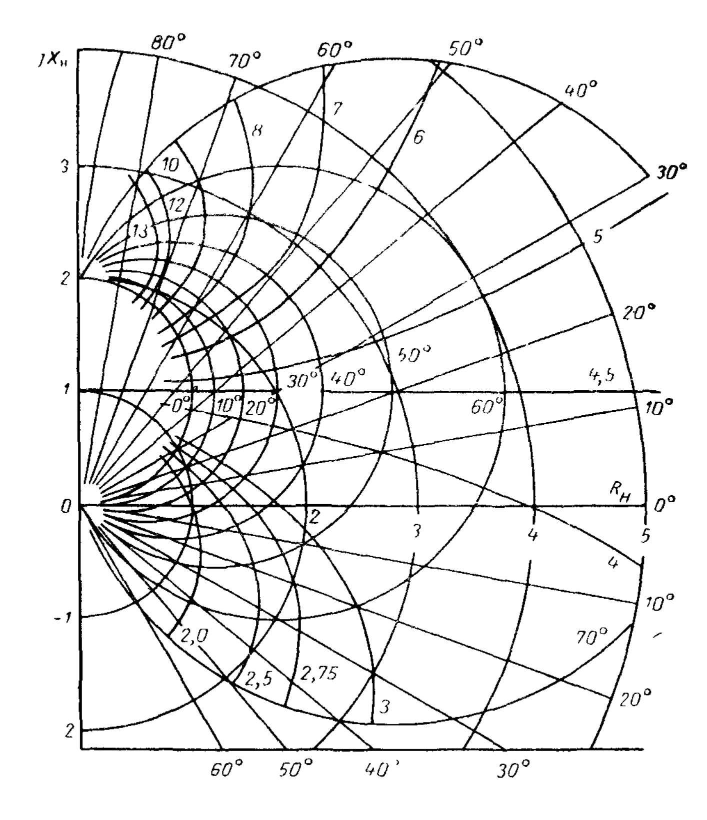


Рис 11 22 График для расчета фильтра по схеме рис 11-21

Рис. 11-23. Зависимость содержаний 1, 3, 5, 7-й гармоник и результирующего коэффициента искажений от ширины импульсов прямоугольной формы.

4) синтез кривой, близкой к синусоиде, посредством переключения выходного напряжения;

5) синтез кривой, близкой к синусоиде, посредством суммирования напряжений нескольких инверторов, работающих со взаимным фазовым сдвигом;

6) применение широтно-импульсной модуляции при многократном переключении тиристоров в инверторе;

7) подавление отдельных гармоник в течение полупериода выходного напряжения;

8) применение циклоинверторов (преобразователей с промежуточным звеном повышенной частоты).

Включение нагрузки в состав резонансного контура

Форму кривой напряжения на нагрузке можно приблизить к синусоиде, введя нагрузку в состав резонансного контура с достаточно высокой добротностью, что дает возможность обеспечить достаточно малое содержание гармоник. Типичная схема, основанная на этом методе, встречается в инверторах класса А. С целью снижения габаритов элементов колебательного контура этот метод целесообразно применять при частотах свыше 400 *гц*.

Ослабление гармоник при помощи LC-фильтров

Здесь могут использоваться различные виды фильтров. Заслуживает внимания фильтр Отта, описанный в § 11-7-1 и 11-7-3. Характеристики этого фильтра следующие:

1) хороший коэффициент передачи по напряжению;
2) ослабление гармоник практически не зависит от нагрузки;
3) входное сопротивление фильтра всегда имеет емкостный характер.

Схема фильтра приведена на рис. 11-21, а график для его расчета — на рис. 11-22. Детали расчета такого фильтра указаны при рассмотрении инверторов класса С в § 11-2-2.

Применение LC-фильтров в сочтании с выбором оптимальной ширины импульса

Габариты *LC*-фильтра можно значительно снизить, обеспечив ширину прямоугольных импульсов выходного напряжения ме-

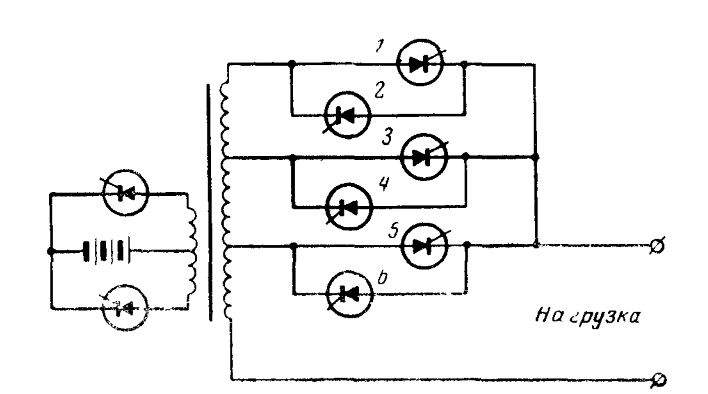


Рис. 11-24. Схема для синтеза кривой, близкой к синусоиде, посредством переключения отпаек трансформатора.

нее 180°. Так, при ширине импульсов 120° на выходе инвертора отсутствует третья гармоника (рис. 11-23)

Синтез кривой, близкой к синусоиде, посредством переключения выходного напряжения

На выходе инвертора применяется трансформатор (рис. 11-24), ко вторичной обмотке которого нагрузка подключается через «переключатель отводов» на тиристорах. Переключением соответствующих тиристоров можно получить форму выходного напряжения, показанную на рис. 11-25. (В данном случае инвертор работает с частотой, в 5 раз превышающей выходную.) Результирующая кривая выходного напряжения путем небольшой фильтрации может быть превращена в практически идеальную синусоиду.

Синтез кривой, близкой к синусоиде, посредством суммирования напряжения нескольких инверторов

При данном методе ограничения гармоник производится сложение выходных напряжений нескольких инверторов, в результате чего

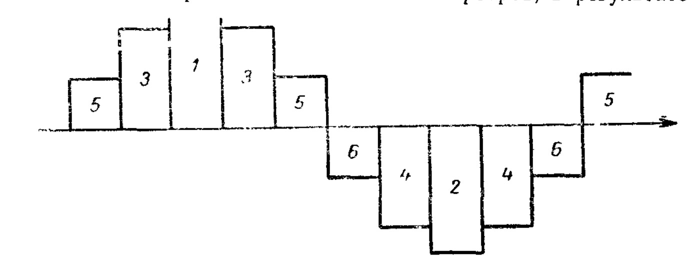


Рис. 11-25. Напряжение на выходе инвертора по рис. 11-24

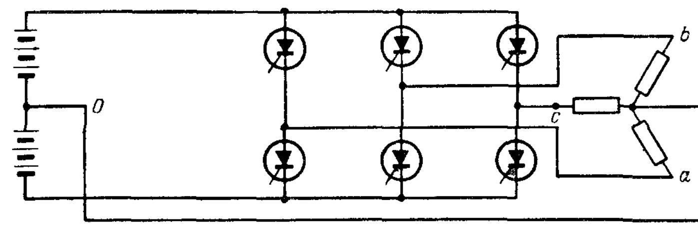


Рис. 11-26 Схема трехфазного мостового инвертора (упрощенно).

получается квазисинусоидальная кривая напряжения без гармонических составляющих низких порядков [Л. 11-7-4]. Оставшиеся гармоники высокого порядка легко фильтруются.

В качестве простейшего примера на рис. 11-26 помещена схема трехфазного мостового инвертора, который можно считать состоящим из трех однофазных. Фазные напряжения при 180-градусной продолжительности работы тиристоров показаны на рис. 11-27,*а*, а линейное напряжение между зажимами *a* и *b* — на рис. 11-27,*б* При использовании большего числа фаз ступенчатость кривой уменьшается, в результате чего содержание гармоник снижается.

Применение широтно-импульсной модуляции

Этот способ получения синусоидального выходного напряжения иллюстрируется на рис. 11-28. Такая кривая напряжения может быть получена, например, на выходе мостовой схемы (рис. 11-14), когда левая пара тиристоров переключается с изменяемым в течение полупериода сдвигом относительно моментов переключения правой пары тиристоров, что обеспечивает изменение ширины импульсов на нагрузке и получение положительной и отрицательной полуволн синусоидальной огибающей выходного напряжения.

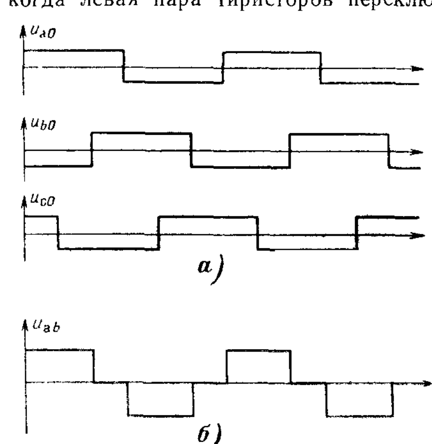


Рис. 11-27. Напряжение на выходе трехфазного мостового инвертора

Подавление отдельных гармоник

Тиристоры в мостовой схеме инвертора (рис 11-1,*4*) можно отпирать и запирать таким образом. чтобы получить напряжение на нагрузке, соответствующее рис. 11-29 При правильном выборе ширины импульсов

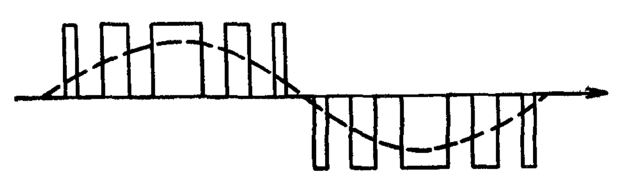


Рис. 11-28. Получение напряжения, близкого к синусоидальному, с помощью широтно-импульсной модуляции.

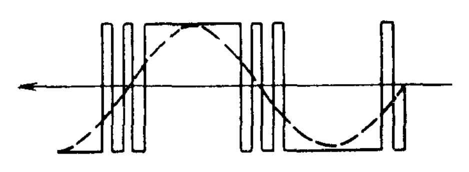


Рис. 11-29. Выходное напряжение инвертора по схеме рис. 11-1,*4* с уменьшенным содержанием высших гармоник.

(см. [Л 11-7-1 и 11-7-2]) содержание в кривой выходного напряжения 3-й и 5-й или 5-й и 7-й гармоник может быть сведено к нулю. Преимуществами данного метода синтеза перед другими методами являются:

1. Основная гармоники выходного напряжения может изменяться от нулевого до максимального значения без изменения гармонического состава кривой.
2. В инверторе по трехфазной схеме, использующей только 12 тиристоров, можно устранить все гармоники ниже 11-й и сохранить способность регулировать основную составляющую выходного напряжения от нуля до максимума

Применение циклоинверторов

Циклоинвертор состоит из инвертора, работающего с частотой, превышающей почти в 10 раз требуемую выходную частоту, и циклоконвертора (см. § 11-4-3), обеспечивающего получение выходного напряжения желаемой частоты, формы и амплитуды.

11-3-4. Стабилизация и регулирование выходного напряжения

В большинстве применений необходимо, чтобы выходное напряжение инвертора поддерживалось неизменным при изменении как выходного напряжения, так и тока нагрузки.

Это может быть достигнуто тремя способами·

1. Регулированием напряжения питания инвертора.
2. Регулированием напряжения внутри самого инвертора.
3. Регулированием напряжения на выходе инвертора.

Регулирование напряжения питания

Если источником питания является аккумуляторная батарея, топливные элементы или иной источник постоянного тока, то регулировка напряжения на входе инвертора осуществляется с помощью регулируемого преобразователя постоянного тока в постоянный, сигнал управления для преобразователя постоянного тока в постоянный получают с выхода инвертора (рис 11-30).

Регулируемые преобразователи постоянного тока в постоянный могут быть самых различных видов Они рассматриваются в разд. 12 и [Л. 11-8-1].

Если инвертор питается от сети переменного тока через выпрямитель, то регулирование его напряжения питания осуществляется за счет фазового управления выпрямителем. Блок управления тиристорами выпрямителя получает сигнал обратной связи с выхода инвертора (рис. 11-31). Выпрямители с фазовым регулированием рассмотрены в разд 9

Регулирование напряжения внутри инвертора

При использовании инверторов классов Д и Е регулирование ширины импульса не вызывает затруднений. Кроме того, некоторые из рассмотренных выше методов получения выходного синусоидального напряжения инвертора могут быть приспособлены для регулирования выходного напряжения

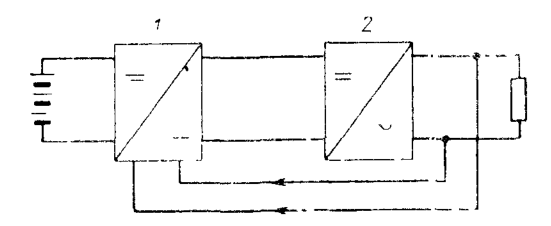


Рис. 11-30 Стабилизация выходного напряжения инвертора с помощью регулируемого преобразователя постоянного тока на входе

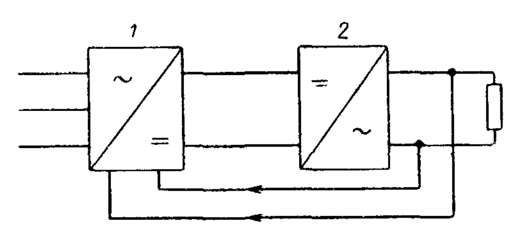


Рис 11 31 Стабилизация выходного напряжения инвертора с помощью управляемого выпрямителя.

Регулирование напряжения на выходе инвертора

Все методы, используемые в обычных источниках питания на частотах 50, 60 и 400 *гц*, могут быть применены для стабилизации выходного напряжения инверторов. Эти методы основаны на использовании феррорезонансных трансформаторов, стабилизаторов, вольтодобавочных трансформаторов с переключением отпаек, встречно-параллельно соединенных тиристоров с фазовым управлением (разд. 9), дросселей насыщения В [Л. 11-8-2] описан эффективный способ значительного снижения веса насыщающихся дросселей при помощи «усилителя» на тиристорах

11-4. РАЗЛИЧНЫЕ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

11-4-1. Многоячейковые инверторы

В инверторах [Л. 11-10-1—11-10-8] этого типа используется относительно большое число тиристоров, управляемых в такой последовательности, что между импульсами анодного тока каждого тиристора имеются сравнительно длительные периоды покоя, в течение которых происходит снижение температуры кристалла, и время, предоставляемое для восстановления, получается достаточно большим. Преимуществами таких схем является то, что тиристоры с относительно плохими динамическими характеристиками могут быть использованы в инверторах на звуковой частоте, а высокочастотные тиристоры могут быть использованы в схемах на сверх-

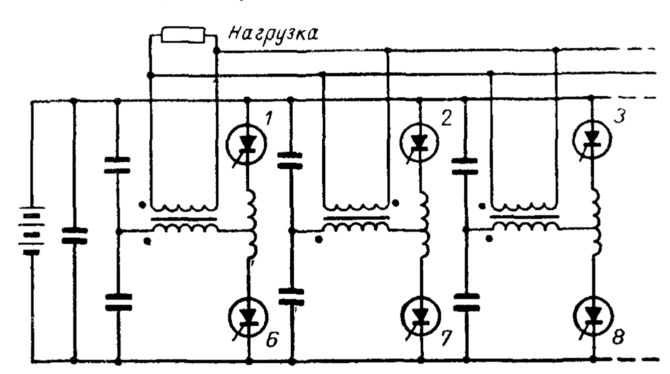


Рис. 11-32. Многоячейковый инвертор.

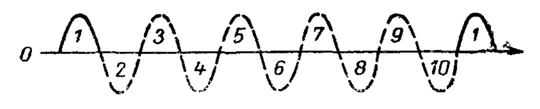


Рис 11-33 Токи тиристоров в инверторе по схеме рис 11-32.

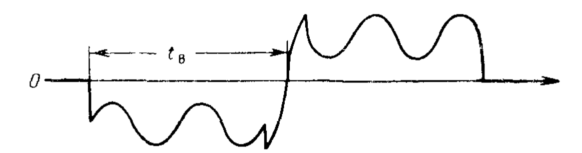


Рис. 11-34. Напряжение на тиристоре по схеме рис. 11-32.

звуковых частотах и частотах, соответствующих длинноволновой части радиодиапазона.

На рис. 11-32 показана схема, состоящая из пяти инверторов синусоидального напряжения класса А (показаны первые три инвертора). Управляющие импульсы подаются на тиристоры в такой последовательности: *1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 1, 2* и т. д. Вторичные обмотки всех пяти выходных трансформаторов включены параллельно и присоединены к нагрузке. Анодные токи, проходящие через тиристоры, показаны на рис. 11-33. Напряжение на тиристоре показано на рис. 11-34. Необходимо учесть, что в кривой анодного напряжения имеются импульсы от остальных инверторов. Поэтому необходимо, чтобы добротность Q резонансного контура каждого инвертора была достаточно высокой и напряжение, до которого заряжается каждый конденсатор, было больше амплитуды переменного напряжения на зажимах первичной обмотки трансформатора.

11-4-2. Тиристорные импульсные модуляторы

Обычная схема радиолокационного импульсного модулятора, в котором в качестве ключевого прибора используется тиристор, работает по принципу инверторов класса А (рис. 11-35). Через тиристор проходят кратковременные импульсы тока длительностью от 0,1 до 10 *мксек*. Частота следования импульсов лежит в пределах от нескольких сотен до нескольких тысяч герц.

В данном случае время восстановления и величина du/dt не являются критическими параметрами тиристора из числа его динамических параметров. Наиболее важным статическим параметром является допустимое напряжение, а динамическим — высокое допустимое значение di/dt и малое время отпирания. Большие значения di/dt, получающиеся в схеме, могут быть снижены при подключении последовательно с тиристором насыщающихся дросселей. Чтобы уменьшить «дрожание», запаздывание и длительность фронта нарастания выходного импульса модулятора, необходимо обеспечить максимально возможную амплитуду управляющих импульсов тиристора. Длительность фронта управляющего импульса должна быть заметно меньше 1 *мксек*.

11-4-3. Циклоконверторы

Циклоконверторы [Л. 11-11] используются как преобразователи частоты переменного тока, в которых коммутация тиристоров осуществляется за счет напряжения сети переменного тока (класс F). Циклоконвертор является альтернативой системы преобразования частоты со звеном постоянного тока (т. е. с использованием отдельных выпрямителя и инвертора).

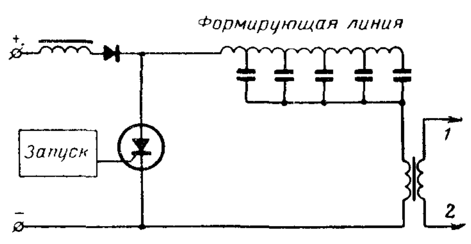


Рис. 11-35. Принципиальная схема тиристорного импульсного модулятора.
Зажимы *1, 2* — к магнетрону или клистрону.

Принцип действия

Принцип работы циклоконвертора наглядно виден из рис. 11-36. Однофазная двухполупериодная выпрямительная схема снабжена двумя комплектами тиристоров, которые обеспечивают на нагрузке импульсы напряжения противоположной полярности Если отпирать тиристоры T_1 и T_2, а затем T_3 и T_4, сохраняя у каждой пары одинаковый неизменный угол управления, то через сопротивление нагрузки будет проходить ток прямоугольной формы с частотой более низкой, чем частота питания. Для устранения пульсаций выходного тока потребуется фильтр. Чтобы получить на выходе синусоидальное напряжение, угол управления тиристоров необходимо изменять таким образом, чтобы получить форму напряжения, показанную на рис. 11-37.

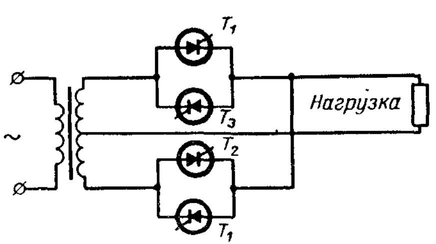


Рис. 11-36 Однофазная схема циклоконвертора

МНОГОФАЗНЫЕ СХЕМЫ

Циклоконверторы на тиристорах играют важную роль в двух случаях. В бортовых системах электроснабжения переменной скорости и постоянной частоты генератор переменного тока приводится во вращение двигателем с переменной скоростью (например, авиационным двигателем), в то же время частота переменного напряжения в бортсети должна быть неизменной, например 400 *гц*. Другим применением циклоконверторов являются устройства, где необходимо изменение как частоты, так и величины выходного напряжения, что необходимо, например, в регулируемом электроприводе переменного тока. Этот вид электропривода основан на применении бесколлекторных двигателей и может быть использован, в частности, на передвижных объектах и при тяжелых условиях работы.

Для обеих названных областей применения необходимы многофазные схемы циклоконверторов. Простейший пример такой схемы приведен на рис. 11-38.

По сравнению с преобразователями частоты со звеном постоянного тока циклоконверторы имеют следующие преимущества:

а) не требуются специальные коммутирующие устройства, так как коммутация происходит за счет переменного напряжения питающей сети;

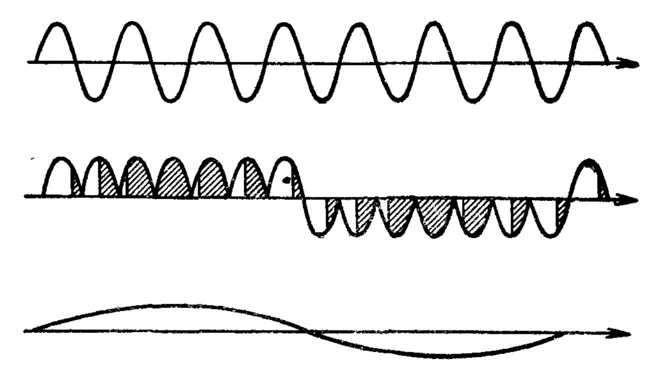


Рис. 11-37. Графики напряжений в схеме рис. 11-36 (сверху вниз): входное, выходное несглаженное и выходное сглаженное.

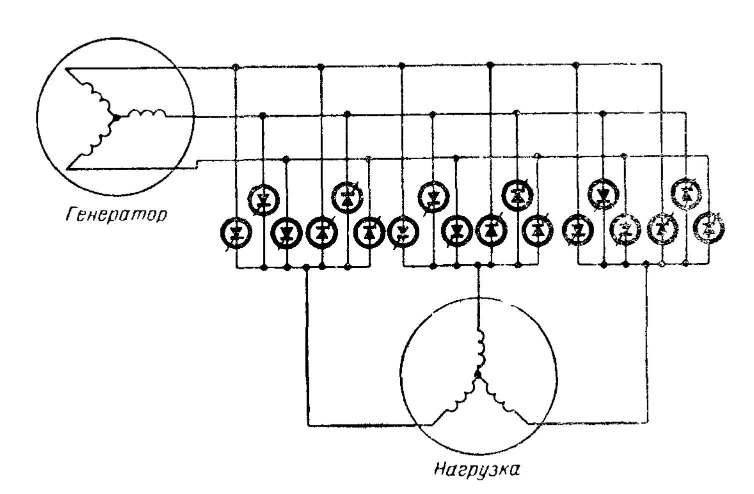


Рис. 11-38. Трехфазно-трехфазная схема циклоконвертора.

б) легко обеспечивается реактивный энергообмен между нагрузкой и питающей сетью, и можно поэтому питать нагрузку с любым коэффициентом мощности;

в) аварийный режим, вызванный самопроизвольным отпиранием тиристора, длится менее одного периода входной частоты и не выводит систему из строя (разумеется, при условии, что возникающий при этом бросок тока не является разрушительным для тиристоров и других элементов).

В то же время преобразователи со звеном постоянного тока обеспечивают более широкий диапазон изменения входной или выходной частоты, требуют, как правило, меньше силовых тиристоров и диодов и легко могут быть приспособлены для питания от аккумуляторных батарей и других источников постоянного тока.

11-5. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО НАЛАДКЕ ИНВЕРТОРОВ

При наладке инверторов следует уделить особое внимание осциллографической проверке режимов работы тиристоров и других элементов.

Частотная характеристика усилителя осциллографа, его выносного делителя и соединительного кабеля должна быть равномерной в диапазоне частот, необходимом для наблюдения всех особенностей исследуемого процесса (обычно до 10 *Мгц*).

В проводе, соединяющем «землю» осциллографа и инвертора, не должно быть никакого тока, для чего «земля» осциллографа должна быть подключена к инвертору только одним проводом.

При наблюдении кривой тока следует использовать шунт с минимальной собственной индуктивностью (например, в виде полой трубки и стержня, расположенных коаксиально и соединенных с одного конца). Удобным способом проверки качества таких шунтов является измерение их частотной характеристики, которая должна простираться в область возможно более высоких частот (например, имеются промышленные образцы с рабочей частотой до 150 *Мгц* и током 60 *а*).

Осциллографическую проверку режимов следует производить не только для номинальной нагрузки инвертора, но и для предельных случаев (перегрузка, холостой ход), а также желательно для первого цикла при включении инвертора в работу.

Так как температура перехода оказывает сильное влияние на работу тиристоров, то необходимо не только контролировать их температуру корпуса, но и попытаться проверить путем вычислений температуру перехода (см. разд. 3).

Причиной неработоспособности инверторов может быть насыщение ферромагнитных сердечников трансформаторов и дросселей. Наиболее сильно насыщение может сказаться в следующих двух случаях.

1) В инверторе класса А по схеме рис. 11-2 в сердечнике дросселя L_1—L_2 сильное подмагничивающее действие оказывает постоянная составляющая тока, протекающего по обмоткам, которая должна быть учтена при расчете.

2) При включении инвертора в работу напряжение, прикладываемое к обмотке какого-либо трансформатора или дросселя, мо-

жет иметь ту же самую полярность, что и в течение последнего полупериода перед отключением инвертора, в результате чего магнитный поток может достичь значения потока насыщения.

Для ослабления или устранения вредного влияния насыщения следует использовать один из следующих путей:

а) выбрать при расчете магнитную индукцию в сердечнике с соответствующим запасом;

б) построить схему управления тиристорами так, чтобы при включении инвертора в работу автоматически обеспечивалось бы перемагничивание сердечников;

в) снизить на короткое время рабочую частоту при пуске.

Величина внутреннего сопротивления источника питания должна быть достаточно малой по сравнению с приведенным сопротивлением нагрузки. Электролитические конденсаторы обычно не годятся для использования в качестве фильтровых на входе инвертора, так как при протекании через них переменной составляющей тока (даже при однополярной кривой приложенного к ним напряжения) потери в них получаются значительными. Значительно лучшие результаты дают в этом смысле конденсаторы на базе маслопропитанной бумаги.

В цепи, соединяющей инвертор с источником питания, а также в цепях управления следует избегать использования механических контактов (реле, контакторы, тумблеры и пр.), так как явление «подпрыгивания» контактов часто вызывает отказы в работе инверторных схем.

Раздел двенадцатый

РЕГУЛИРУЮЩИЕ И СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ С ТИРИСТОРАМИ

12-1. СТРУКТУРА СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ И ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Все стабилизирующие системы являются системами автоматического регулирования. Как показано на рис. 12-1, система содержит следующие блоки.

1. Источник задающего или опорного воздействия (соответственно в следящей или в стабилизирующей системе), величина которого равна R. Таким источником может быть потенциометр, опорный элемент и др.

2. Объект, характеризуемый регулируемой величиной (температура, скорость, освещенность и т. д.). Эта величина будет в дальнейшем обозначаться через $KE+N$.

3. Блок элементов обратной связи. Этот блок служит для получения в форме тока или напряжения сигнала $\beta(KE+N)$, пропорционального регулируемой величине $KE+N$. Этот сигнал сравнивается с опорным сигналом R.

4. Детектор рассогласования (элемент сравнения). Этот блок служит для сравнения сигналов R и $\beta(KE+N)$ (которые могут раз-

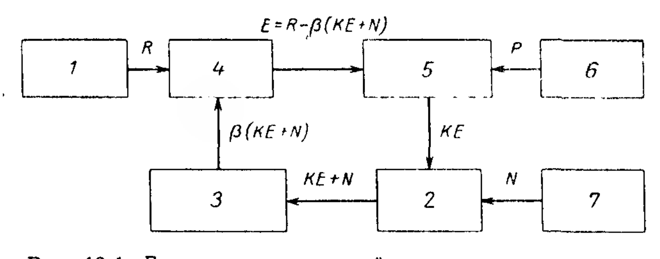


Рис. 12-1. Блок-схема замкнутой системы.

личаться по величине и фазе) и выработки сигнала рассогласования E. Примером может служить дифференциальный усилитель.

5. Исполнительное устройство (исполнительный орган). Это устройство, которое в свою очередь может состоять из нескольких блоков, усиливает сигнал рассогласования E до величины KE. Оно служит для воздействия на объект регулирования с целью изменения регулируемого параметра в нужную сторону.

6. Источник энергии (источник постоянного либо переменного напряжения). Энергия, поступающая от этого источника, регулируется исполнительным органом в соответствии с сигналом рассогласования E.

7. Возмущающее воздействие. Этот блок характеризует внешнее воздействие N, направленное навстречу KE. Такое воздействие может иметь разную физическую природу: изменение тепловой нагрузки, момента на валу двигателя и т. д.

Выше было сказано, что

$$E=R-\beta(KE+N),$$

или

$$R=E+\beta(KE+N). \tag{12-1}$$

Отсюда следует, что отношение регулируемой величины к опорному сигналу равно:

$$\frac{KE+N}{R}=\frac{KE+N}{E+\beta(KE+N)}. \tag{12-2}$$

Эта величина и является коэффициентом передачи замкнутой системы. Для малых возмущений N формула упрощается:

$$\left.\frac{KE+N}{R}\right|_{N\to 0}\approx\frac{K}{1+\beta K}. \tag{12-3}$$

Влияние возмущения на регулируемый параметр можно оценить соотношением

$$\frac{KE+N}{N}=\frac{1}{1+\beta K},$$

которое получается, если в (12-1) положить $R=0$ и найти $N=-(E/\beta+KE)$.

Для анализа поведения замкнутой системы регулирования необходимо учитывать фазовые сдвиги (запаздывание), вносимые блоками системы рис 12-1, а также нелинейности блоков, которые проявляются в виде зависимости коэффициентов передачи от режима

12-2. ЗАМКНУТЫЕ СИСТЕМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ С САМОУДЕРЖАНИЕМ (ТИРИСТОРОВ)

При использовании переключающих приборов для регулирования быстроизменяющихся величин появляются некоторые виды нелинейности Кроме того, при использовании тиристоров, т е приборов с самоудержанием, которые после отпирания теряют управляемость, система может стать неработоспособной, если регулируемая величина изменяется сравнительно быстро

12-2-1. Применение тиристоров в системах с быстро изменяющимися регулируемыми величинами

В качестве примера рассмотрим регулирование напряжения на активной нагрузке фазовым методом (подробно рассмотрено с в разд. 9) Предположим, что в системе отсутствуют инерционные элементы и узлы задержки Процессы в такой гипотетической системе могут быть проиллюстрированы кривыми на рис 12 2

Если сигнал рассогласования E заставляет тиристор отпираться в начале каждого полупериода, то выходное напряжение $KE+N$ имеет вид полных (т е без отсечки в начале) однополупериодных импульсов Таким образом, в такой системе нельзя говорить о регулировании мгновенного напряжения, приложенного к нагрузке

12-2-2. Применение тиристоров в системах с медленно изменяющимися величинами

К счастью, тиристоры могут с успехом применяться для регулирования и стабилизации величин, которые изменяются с временем усреднения, существенно превышающим период частоты переключения Такими величинами могут быть температура, сила света, скорость вращения двигателя и др

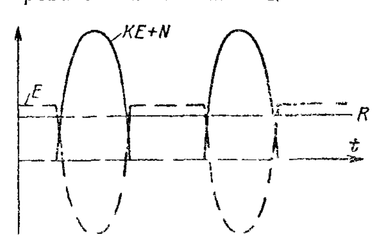


Рис 12 2. Регулирование быстро изменяющейся величины (напряжения на омической нагрузке)

На рис 12 3,*а* приведены кривые, иллюстрирующие случай стабилизации величины с большим временем усреднения На рис 12 3,*б—е* в том же масштабе времени показаны основные методы регулирования с использованием тиристоров Диаграммы построены для активной нагрузки, как, например, ламп накаливания Пунктирные кривые на рис 12 3,*б—е* показывают изменение среднего значения мощности, выделяющейся в нагрузке Построение импульсов на этих рисунках сделано лишь для

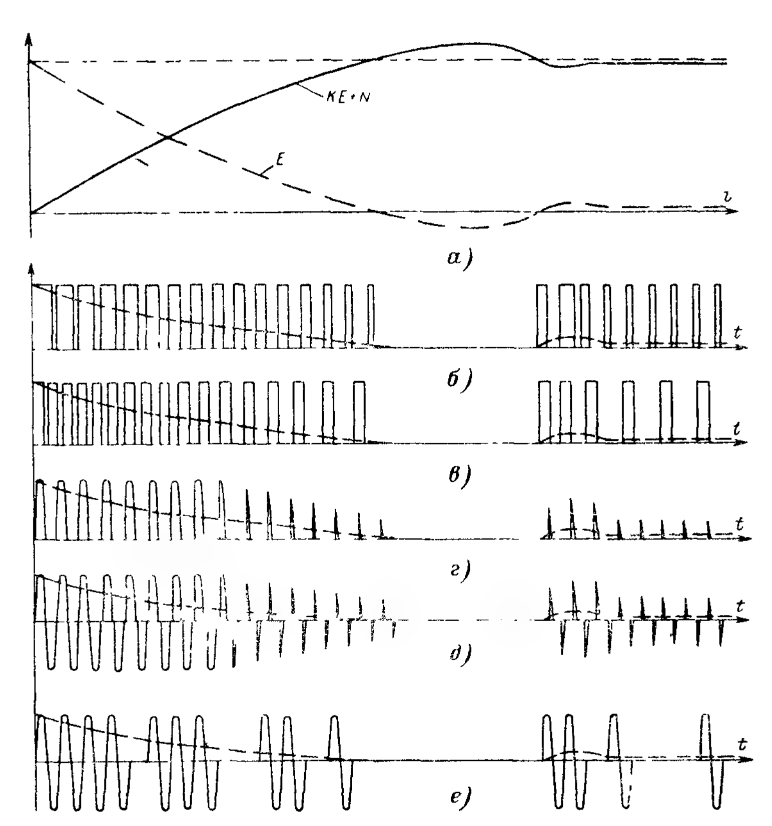


Рис 12 3 Методы регулирования с помощью тиристоров медленно изменяющихся величин (время усреднения больше периода переключения)

а — типичные кривые изменения регулируемой величины $KE+N$ и сигнала ошибки E (штриховая линия — желаемый уровень величины $KE+N$) *б* - широтно-импульсная модуляция при питании от источника постоянного напряжения (частота коммутации неизменна, длительность импульсов изменяется) *в* — время импульсная модуляция при питании от источника постоянного напряжения (частота коммутации изменяется, длительность импульсов неизменна) *г* — фазовое управление в однополупериодной схеме при питании от источника переменного напряжения, *д* — то же в двухполупериодной схеме, *е* — импульсное пропорциональное регулирование при питании от источника переменного напряжения переключение в моменты перехода напряжения через нуль

иллюстрации методов управления мощностью в нагрузке и не претендует на точность

Питание от источника постоянного напряжения

На рис 12-3,*б* и *в* показано управление мощностью в нагрузке посредством изменения скважности импульсов, получаемых от источника постоянного напряжения Способы построения силовых тиристорных переключателей постоянного тока обсуждались в разд 5

Питание от источника переменного напряжения

На рис. 12-3,*г—е* показаны диаграммы, получающиеся при питании от источника переменного или пульсирующего напряжения. Эти методы широко распространены вследствие доступности переменного напряжения, простоты коммутации тиристоров (см. разд 9) и возможности использования двунаправленных тиристоров (см. разд. 7).

Методы, представленные на рис. 12-3,*г* и *д*, являются методами фазового управления, которые обсуждались в разд 9 Третьим методом, который также рассматривался в разд 9 и не приведен здесь, является фазовое управление для одной полуволны при фиксированной полной второй полуволне Этот метод следует использовать в случае, когда требуется регулировать мощность от половины до полного ее значения Следует отметить, что приведенные рисунки соответствуют вертикальному способу управления, описанному в разд 9, при косинусоидальном переменном сигнале, сравниваемом с постоянным управляющим сигналом, и, следовательно, при косинусоидальном законе изменения угла отпирания. Важность этого обстоятельства в системах регулирования требует краткого пояснения.

Если угол отпирания будет изменяться по линейному закону, то напряжение на нагрузке в функции сигнала рассогласования будет представлять собой нелинейную зависимость (рис. 12-4,*а*).

В этом случае следует отметить наличие весьма протяженной зоны нечувствительности и участка насыщения, получающихся соответственно при малых и при больших значениях сигнала рассогласования *E*, что соответствует малому коэффициенту передачи

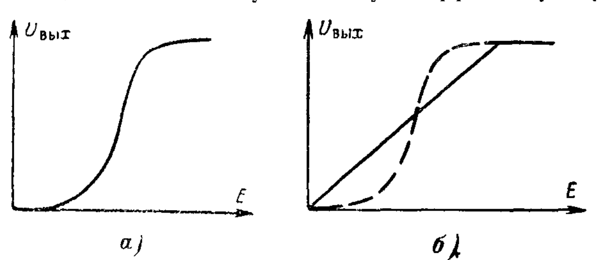


Рис 12 4. Зависимости выходного напряжения от сигнала ошибки при линейном (*а*) и косинусоидальном (*б*) изменении угла отпирания

разомкнутой системы (по сравнению с промежуточной областью значений *E*). Это означает, что в таких режимах способность системы компенсировать внешние возмущения будет снижена. К сожалению, именно область малых значений *E* представляет наибольший интерес, так как эта область соответствует нормальному режиму регулирования при малых возмущениях. Можно улучшить характеристики системы, увеличив общий коэффициент передачи, но тогда система может стать неустойчивой в области средних значений *E*. Только применение косинусоидального закона изменения угла отпирания позволяет линеаризовать кривую, как показано на рис. 12-4,*б*.

Здесь коэффициент передачи системы постоянен в рабочей области, благодаря чему обеспечивается высокая чувствительность при малых *E* и надобность в увеличении усиления отпадает.

На рис. 12-3,*е* представлен метод регулирования мощности, основанный на импульсном переключении переменного напряжения в момент перехода его через нуль. Этот метод имеет значительные преимущества перед прочими, так как исключает радиопомехи (подавление радиопомех обсуждается в разд. 17). Следует заметить, что при использовании этого метода система может считаться «линейной», только если постоянная времени нагрузки значительно больше, чем это необходимо для предыдущих методов, так как времена включенного и выключенного состояния здесь увеличены. Соответственно этот метод не может быть применен для регулирования таких нагрузок с малой инерцией, как освещение и иногда скорость вращения двигателей, но весьма полезен при регулировании температуры.

Пропорциональное и позиционное регулирование

Все способы управления, показанные на рис 12-3, являются примерами пропорционального регулирования. Сущность пропорционального регулирования состоит в том, что мощность, подводимая к нагрузке, изменяется пропорционально рассогласованию между фактическим и требуемым уровнями величины $KE+N$ В таких системах величина $KE+N$ приближается к своему установившемуся значению с меньшей скоростью, чем первоначально, когда рассогласование было большим. Благодаря этому осуществляется быстрое установление и малое перерегулирование Однако следует заметить, что в подобных системах обязательно должна иметь место некоторая статическая ошибка, чтобы обеспечить необходимую мощность в нагрузке и поддержать $KE+N$ на требуемом уровне. Величина ошибки однозначно определяется полным усилением системы Если требуется уменьшить ошибку, надо увеличивать усиление системы со всеми вытекающими отсюда особенностями При увеличении усиления в рассматриваемых системах неизбежно рано или поздно достигается такое состояние, когда пропорциональное регулирование переходит в позиционное, при котором система работает в режиме «включено—выключено» Это влечет большее перерегулирование, позволяя, однако, снизить погрешность стабилизации величины $KE+N$ при воздействии как внутренних, так и внешних возмущений. Результирующие кривые для позицион-

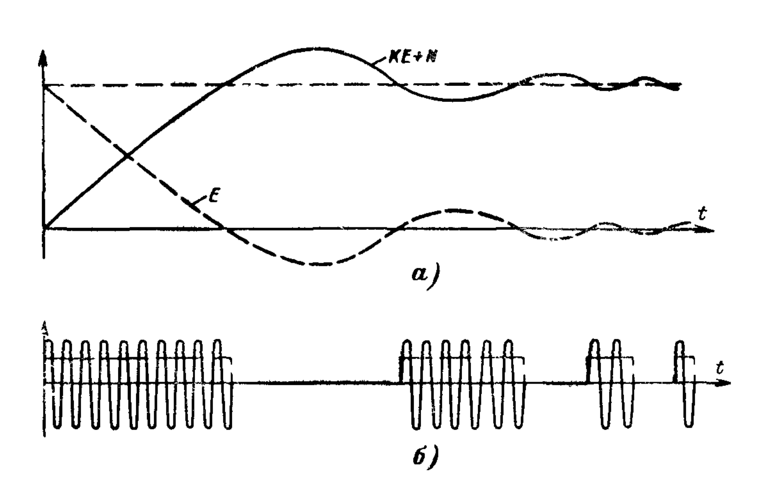


Рис. 12-5. Кривые, иллюстрирующие работу замкнутой системы с тиристорами в режиме позиционного регулирования.

а - изменение регулируемой величины $KE+N$ и сигнала ошибки E (штриховая линия — желаемый уровень величины $KE+N$); *б* — напряжение на нагрузке при питании от источника переменного тока и переключении в момент перехода напряжения через нуль.

ного регулирования представлены на рис. 12-5. Необходимо отметить большое перерегулирование и колебания величины $KE+N$ в установившемся режиме. Поэтому в такой системе принципиально должны существовать колебания (хотя бы и небольшие) величины $KE+N$ около желаемого уровня.

На рис. 12-5,*б* показано позиционное регулирование, использующее технику переключения при переходе напряжения через нуль. Штрих-пунктирной линией показана средняя мощность. Замечания, которые были сделаны по отношению к пропорциональному регулированию с переключением при нулевом напряжении, справедливы и в данном случае.

Выбор способа регулирования с учетом гистерезиса, перерегулирования и запаздывания

Из сказанного выше не следует делать вывод, что позиционное регулирование предпочтительнее пропорционального во всех случаях.

Из более детального рассмотрения системы с позиционным регулированием с переключением тиристоров при нулевом напряжении следует, что напряжение не будет приложено к нагрузке до тех пор, пока сигнал рассогласования не возрастет до определенного значения в положительном направлении. Далее, напряжение не будет снято с нагрузки до тех пор, пока рассогласование не изменит знак и не достигнет определенного значения в отрицательном направлении. Разность напряжений рассогласования, соответствующих включению и отключению нагрузки, называют гистерезисом. Гистерезис снижает точность стабилизации при позиционном регулировании.

Другими очевидными факторами являются, как видно из сопоставления рис. 12-3 и 12-5, перерегулирование и скорость нарастания. Если большое перерегулирование недопустимо, то следует использовать пропорциональный закон управления. Однако в этом случае скорость установления величины $KE+N$ будет снижаться.

Во многих системах позиционное регулирование в чистом виде вообще нельзя осуществить. Это относится в первую очередь к системам, содержащим звено с запаздыванием. Запаздывание отличается от перерегулирования тем, что изменение величины $KE+N$ происходит спустя некоторое время после возникновения сигнала рассогласования. Это означает наличие задержки во времени в противоположность отставанию по фазе, вызывающему перерегулирование. Следовательно, применение позиционного регулирования в системах с запаздыванием приводит к тому, что выходной параметр $KE+N$ непрерывно колеблется между максимальным и минимальным значениями. В то же время хорошо спроектированная система пропорционального регулирования позволяет поддерживать требуемый промежуточный уровень регулируемой величины.

Выработать какие-либо общие рекомендации по применению пропорционального или позиционного регулирования, по-видимому, не представляется возможным. Каждый конкретный случай должен быть проанализирован отдельно с учетом рассмотренных выше факторов

Отставание по фазе

Регулируемые величины, изменяющиеся медленно, с большими временами установления, существенно уменьшают опасность неустойчивости, которая может возникать вследствие накопления энергии элементами системы. Нестабильность замкнутых систем регулирования становится более вероятной в случае быстрых изменений регулируемой величины, когда неизбежно имеющиеся в системе инерционные элементы вызывают запаздывание сигнала по фазе.

12-3. ПРИМЕРЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С ТИРИСТОРАМИ

Этот параграф настоящего раздела посвящен системам, использующим одно- и двунаправленные тиристоры для регулирования мощности, подводимой к нагрузке. Рассмотренные примеры не охватывают всех методов регулирования, но достаточны для знакомства с наиболее распространенными.

12-3-1. Точный регулятор температуры с фазовым управлением мощностью 1,2 *квт*

На рис. 12-6 показана схема регулятора температуры, использующего фазовое управление с косинусоидальным законом изменения угла отпирания двунаправленного тиристора. В данной систе-

ме переменное напряжение, подаваемое на нагрузку, изменяется с помощью метода фазового управления, осуществляемого посредством двунаправленного тиристора. Нагрузкой в данном случае является сопротивление нагревателя, а выходной величиной $KE+N$ — температура, которая изменяется со скоростью, меньшей, чем частота переключения тиристора. Таким образом, $KE+N$ имеет достаточно большое время установления. Изменения температуры воспринимаются терморезистором R_4, выполняющим функции элемента обратной связи, и после сравнения с опорным уровнем, задаваемым резистором R_5, управляют моментом переключения однопереходного транзистора, который управляет моментом отпирания двунаправленного тиристора, воздействуя в направлении стабилизации величины $KE+N$.

Заметим, что на рис. 12-6 терморезистор (датчик температуры), резистор уставки R_5 и однопереходный транзистор с сопутствующими элементами (детектор рассогласования) обведены пунктиром. Выходом этого блока и является сигнал рассогласования E, который воздействует на тиристор через трансформатор $Tр$. Состав и взаимодействие элементов, показанных внутри пунктирного блока,

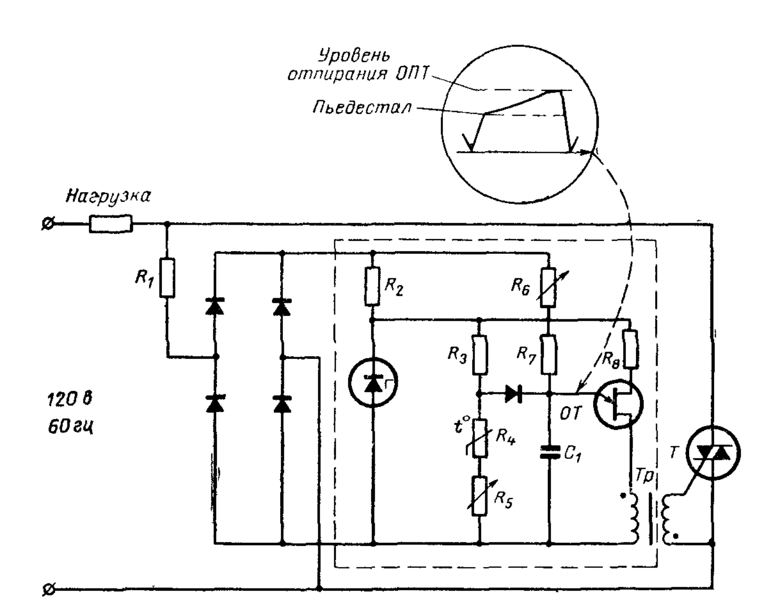


Рис. 12-6. Схема регулятора температуры с фазовым управлением мощностью 1,2 *квт*.

На врезке показано напряжение на эмиттере ОПТ.
R_1, R_2 — 2,2 *ком*; 2 *в*; R_3 — 4,7 *ком*, 0,5 *вт*; R_4 — терморезистор с сопротивлением около 5 *ком* при рабочей температуре; R_5 — 10 *ком* (регулировка температуры), R_6 — 5 *Мом* (регулировка усиления); R_7 — 100 *ком*, 0,5 *вт*, R_8 — 1 *ком*, 0,5 *вт*; ОПТ типа 2N2646, T типа SC46B, C_1 — 0,5 *мкф*, 30 *в*

встречаются весьма часто в схемах фазового управления. Поэтому важно выяснить, какая величина в данном случае представляет рассогласование E.

Так как тиристор обладает свойством «удержания», то он после отпирания в какой-либо момент будет оставаться включенным на всю оставшуюся часть полупериода. Следовательно, при большем сигнале рассогласования отпирание происходит в начале каждого полупериода, а при меньшем сигнале — в конце полупериода или не происходит вообще.

Таким образом, величиной рассогласования E в данном случае является отклонение момента времени (или величины угла) отпирания тиристора относительно некоторого исходного значения, определяемого номинальным режимом нагрузки.

Важно заметить, что свойства блока, обведенного пунктиром, должны быть стабильны при колебаниях питающего напряжения, окружающей температуры и других внешних возмущениях, иными словами, значение $E=R-\beta(KE+N)$ должно оставаться постоянным при неизменных R и $\beta(KE+N)$. Если бы это требование не выполнялось, коэффициент передачи разомкнутой системы, вероятно, не изменился бы, но возникла бы статическая погрешность в величине $KE+N$.

Обсуждать в общем виде точность регулятора температуры не представляется возможным, так как она зависит от скорости нарастания и величины возмущения, а также от теплоемкости нагревателя по отношению к объему камеры, в которой регулируется температура. Можно лишь утверждать, что блок, обведенный пунктиром, способен контролировать температуру в определенных пределах. В данном случае этот блок позволяет контролировать изменения температуры, вызывающие изменения сопротивления терморезистора на $\pm 2\%$, при колебаниях питающего напряжения на $\pm 10\%$

12-3-2. Пропорциональный или позиционный регулятор температуры мощностью 9,6 *квт* с коммутацией при нулевом напряжении

Регулятор температуры, в котором осуществляется коммутация переменного напряжения при его нулевом мгновенном значении, показан на рис. 12-7. Система может быть как пропорциональной, так и позиционной.

Структурная схема здесь аналогична схеме рис. 12-6 и включает в себя нагрузки H_1—H_4, терморезистор, схему сравнения, выполненную на тиристоре T_1, и сопротивление уставки R_6. Выходной величиной $KE+N$ здесь также является температура. Однако в данной схеме имеются некоторые особенности. Общая нагрузка H_1—H_4 разделена на четыре равные части, которые питаются через ведущий T_3 и три ведомых (T_4—T_6) тиристора. Отметим также особенности, связанные с тиристором T_2. Этот тиристор и связанные с ним элементы будут автоматически отпирать ведущий силовой тиристор T_3 в начале отрицательного полупериода (т. е. когда верхняя шина отрицательна) при условии, что T_3 был предварительно открыт

в начале предшествующего положительного полупериода через C_5, R_{11}, $Д_6$ и $Д_7$. Последовательно с управляющим электродом каждого из ведомых тиристоров включены резисторы по 10 *ом* для того, чтобы эти тиристоры отпирались на каждом полупериоде только вслед за ведущим.

Схема управления, обеспечивающая отпирание ведущего тиристора в начале положительного полупериода или препятствующая его отпиранию, состоит из элементов обратной связи, опорного элемента и детектора рассогласования, показанных в пунктирном прямоугольнике. В зависимости от соотношения сопротивлений терморезистора R_t и суммарного сопротивления R_6 и R_7 тиристор T_1 будет запертым либо проводящим в течение всего положительного полупериода Если T_1 заперт, то силовые тиристоры будут открываться (как ведущий, так и ведомые). При отпертом T_1 входной ток ведущего тиристора T_3 недостаточен для его отпирания, и напряжение на нагрузки не подается.

Как и в предыдущем случае, надо обеспечить соответствие сигнала рассогласования величине $R—\beta(KE+N)$ при вариациях окружающей температуры и питающего напряжения. С этой целью в схему введены стабилитрон $Ст_1$ и диоды $Д_2$ и $Д_3$.

Введение дополнительных элементов R_9, R_8, $Д_4$ и C_4 изменяет режим системы, переводя ее от позиционного к пропорциональному

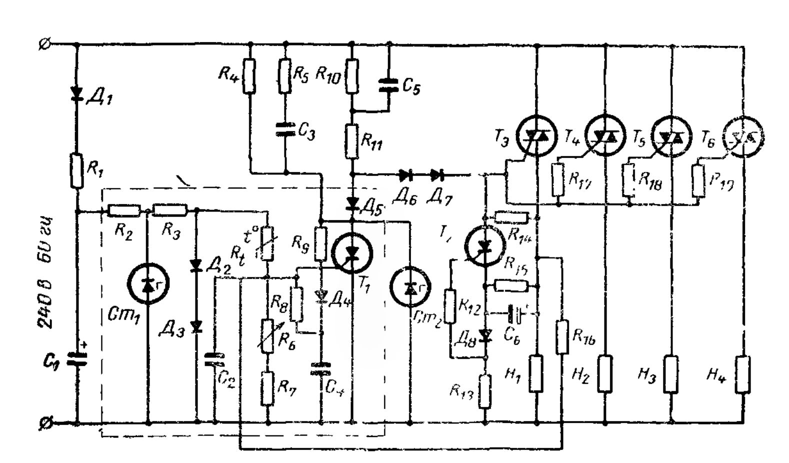


Рис 12-7. Пропорциональный или позиционный регулятор температуры мощностью 9 *квт* с коммутацией переменного напряжения в момент его перехода через нуль.

R_1 — 22 *ком*, 2 *вт*, R_2 — 470 *ом*; R_3 — 5,6 *ком*; R_4 — 39 *ком*, 2 *вт*, R_5 — 22 *ком*, 7 *вт*; R_6 — 1 *ком*, 0,5 *вт*, R_7 — 220 *ом*; R_8, R_9 — 220 *ком*; R_{10} — 3 *ком*, 10 *вт*, R_{11} — 56 *ом*; R_{12} — 10 *ком*, R_{13} — 22 *ком*, 2 *вт*, R_{14} — 100 *ом*; R_{15} 2,2 *ком*, R_{16} — 6,8 *Мом*; R_{17}, R_{18}, R_{19} — 10 *ом*, C_1 — 50 *мкф*, 25 *в*; C_2 — 0,001 *мкф*, 25 *в*, C_3 — 0,1 *мкф*, 400 *в*; C_4 — 0,47 *мкф*, 25 *в*; C_5 — 0,82 *мкф*, 400 *в*; C_6 — 5 *мкф*, 15 *в*; $T_{1,2}$ — типа C106Y1; T_3—T_6 типа SC46D, нагреватели H_1—H_4 — по 2,4 *квт*; все резисторы по 0,5 *вт*±10%, кроме тех, для которых указана номинальная мощность.

регулированию, но сохраняя режим коммутации при нулевом питающем напряжении.

Основной смысл применения в качестве управляющего элемента тиристора T_1 состоит в том, что он обеспечивает отпирание T_3—T_6 в начале полупериода или предотвращает их отпирание, осуществляя таким образом коммутацию нагрузки при нулевом напряжении; для этой цели подобное схемное решение применяется весьма часто.

Схема в пунктирном прямоугольнике реагирует на изменение сопротивления терморезистора на ±0,5% при колебаниях питающего напряжения ±10%.

12-3-3. Однополупериодный позиционный регулятор температуры мощностью 5 *квт* с коммутацией при нулевом напряжении

На рис. 12-8 показана схема позиционного регулятора температуры, который работает с коммутацией при нулевом питающем напряжении, управляя малой мощностью, подводимой к подогревателю *П* термореле. Контакты термореле *K* в свою очередь управляют мощностью, подводимой к нагревателю печи или к иной нагрузке, подключаемой непосредственно к сети.

В данной схеме, как и в предыдущих устройствах, терморезистор *ТР* — элемент обратной связи; тиристоры T_1 и T_2 — детекторы рассогласования и R_4 — потенциометр уставки.

Следует заметить, что T_3 работает только в течение положительного полупериода. Однако условие, должен или не должен этот тиристор отпираться, определяется на предшествующем отрицатель-

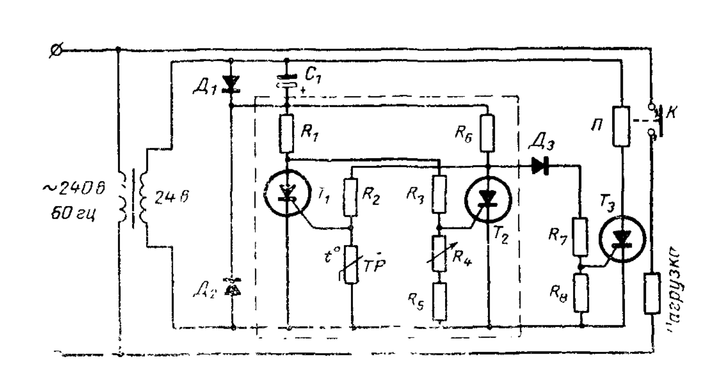


Рис. 12-8. Однополупериодный позиционный регулятор температуры, коммутируемый при нулевом напряжении.

R_1, R_6 — 560 *ом*, 1 *вт*; R_2, R_3 — 1,8 *ком*; R_4 — 1 *ком*, 0,5 *вт*; R_5 — 100 *ом*; R_7, R_8 — 1 *ком* (допуск на все резисторы ±10%, номинальная мощность, кроме отмеченных, по 0,5 *вт*); C_1 — 20 *мкф*, 100 *в*; T_1—T_3—C106F, *Тр* — терморезистор, имеющий сопротивление 1 *ком* при T=25° С; *П* — подогреватель термореле с сопротивлением 10 *ом*.

ном полупериоде. Это осуществляется с помощью опережающего напряжения, подаваемого через C_1. Если тиристор T_2 заперт в начале положительного полупериода, то T_3 отпирается с помощью цепочки R_6, $Д_3$ и R_7. Если же T_2 отперт, то T_3 не может отпереться в оставшуюся часть периода. Эта схема представляет собой другой пример, где использование тиристора T_2 позволяет осуществить коммутацию при нулевом питающем напряжении

Основными элементами детектора рассогласования, обведенного на рис. 12-8 пунктиром, являются тиристоры T_1 и T_2. Они воспринимают сигнал $\beta(KE+N)$, вырабатываемый в результате сравнения напряжений на терморезисторе и R_4. Поскольку между T_1 и T_2 имеется перекрестная связь, включиться в каждую половину периода может только один из них. Следовательно, первый отпертый тиристор остается проводящим в течение всей оставшейся части отрицательного полупериода (благодаря C_1) и всего следующего положительного. При этом, если T_2 заперт, T_3 не может отпереться в данную половину периода и напряжение на термореле отсутствует.

Стабильность по отношению к колебаниям напряжения питания и окружающей температуры обеспечивается симметрией схемы данного детектора рассогласования.

Схема реагирует на изменение сопротивления терморезистора на $\pm 0{,}2\%$ при колебаниях сетевого напряжения $\pm 10\%$.

«Гибридное» построение схемы (применение термореле совместно с тиристорами) имеет то преимущество, что позволяет управлять большой мощностью в нагрузке с помощью маломощных тиристоров. Кроме того, отсутствие электрической связи между подогревателем реле и его контактами делает возможным управление другими видами нагрузок. Соответственно регулируемой величине должен быть выбран элемент обратной связи. Однако некоторые виды нагрузок (например, осветительные установки) не допускают применения этой схемы.

12-3-4. Стабилизатор действующего значения напряжения мощностью 3 *квт* с фазовым управлением

Схема рис. 12-9 иллюстрирует способ регулирования действующего значения напряжения на активной нагрузке фазовым методом. Как упоминалось выше (§ 12-2-1), если величина $\beta(KE+N)$ снимается непосредственно с активной нагрузки, то регулирование станет невозможным. Поэтому на рис. 12-9 предусмотрено включение параллельно нагрузке лампы накаливания $Л_1$, которая обеспечивает достаточную постоянную времени для усреднения мощности; величина $\beta(KE+N)$ вырабатывается на выходе фоторезистора $ФР$, освещаемого этой лампой. Лампа может быть как частью нагрузки, так и специальным элементом обратной связи.

Источником величины $KE+N$, т. е. действующего значения напряжения на нагрузке, является схема с двумя тиристорами T_3 и T_4. Элементы обратной связи — лампа $Л_1$ и фоторезистор $ФР$ — вырабатывают величину $\beta(KE+N)$, которая с помощью $ОПТ_3$ сравнивается с уставкой, задаваемой резистором R_4. Транзистор $ОПТ_3$ в свою очередь управляет вспомогательными тиристорами T_1 и T_2

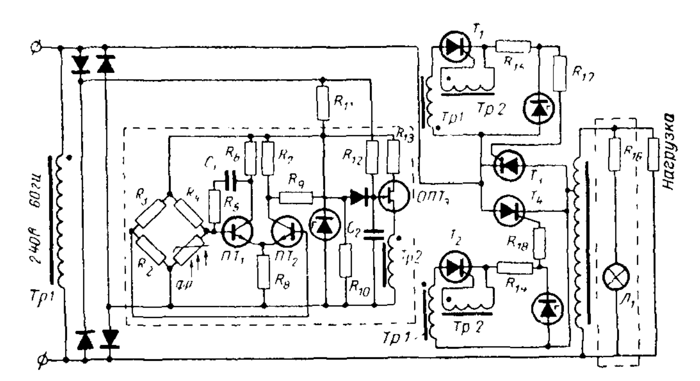


Рис. 12-9. Стабилизатор переменного напряжения мощностью 3 *квт* с фазовым управлением.

C_1 — 10 *мкф*, 25 *в*; C_2 — 0,22 *мкф*, 50 *в*; $ПТ_1$, $ПТ_2$ — типа 2N2925; $ОПТ_3$ — типа 2N2646; T_1, T_2 — типа C6U или C106Y; T_3, T_4 — типа C135E или C35E; вторичные обмотки *Тр1* по 12 *в*, 100 *ма*.
R_1 — 22 *ком*; R_2 — 2,2 *ком*; R_3 — 18 *ком*; R_4 — 10 *ком*; R_5 — 10 *ком*; R_6, R_7, R_8 — 2,2 *ком*; R_9 — 5,6 *ком*; R_{10} — 47 *ком*; R_{11} — 8,2 *ком*, R_{12} — 1,5 *Мом*; R_{13} — 1 *ком*, R_{14}, R_{15} — 22 *ом*, 2 *вт*; R_{16} — 9 *ком* $\pm 5\%$, 14 *вт*; R_{17}, R_{18} — 33 *ом*, 2 *вт* (все резисторы $\pm 10\%$, 0,5 *вт*, кроме иначе обозначенных); *ФР* — фоторезистор (сульфидокадмиевый).

(определение величины E при фазовом управлении было дано в § 12-3-1).

Следует иметь в виду, что величиной $KE+N$ в данной системе является действующее значение напряжения, а не мощность, поэтому при небольших изменениях сопротивления нагрузки, которые не меняют величину $KE+N$, величина $\beta(KE+N)$ останется неизменной и не вызовет никакого корректирующего воздействия.

Как и в предыдущих примерах, в пунктирном прямоугольнике показаны элементы обратной связи, элемент уставки (источник опорного сигнала) и детектор рассогласования. Здесь наибольший интерес представляют вопросы стабильности при колебаниях окружающей температуры и питающего напряжения с учетом применения дифференциального усилителя, управляющего моментом переключения однопереходного транзистора с использованием способа вертикального управления.

Элементы R_5 и C_1 на рис. 12-9 служат для коррекции частотной характеристики системы стабилизации.

Система имеет также и некоторые другие свойства, кото-

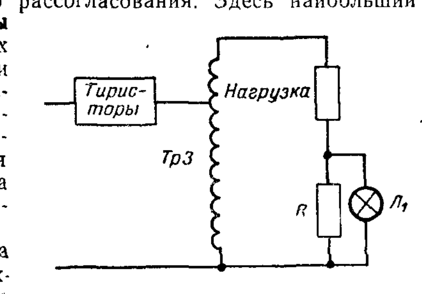


Рис. 12-10. Вариант включения лампы $Л_1$ на рис. 12-9 для стабилизации тока нагрузки.

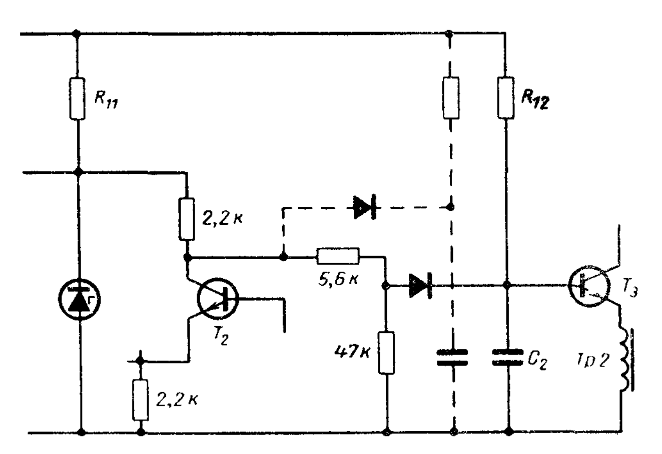


Рис. 12-11. Вариант схемы рис. 12-9 для «мягкого» включения

рые должны быть упомянуты. Рассмотрим, например, рис. 12-10, где последовательно с нагрузкой включены низкоомное сопротивление R и параллельно ему лампа $Л_1$, освещающая фоторезистор обратной связи. В такой схеме можно получить режим стабилизации тока. Как и прежде, схема будет стабилизировать ток нагрузки, но не мощность.

Особым случаем является использование ламп накаливания в качестве нагрузки. При этом надобность в специальной лампе обратной связи отпадает. Фоторезистор реагирует на освещенность, которая и будет стабилизироваться системой. Для мягкого пуска (см. разд. 9) такого устройства может потребоваться специальная схема, показанная на рис. 12-11.

При отклонении питающего напряжения регулятора, показанного на рис. 12-9, от номинальной величины 220 *в* на ±30 *в* изменения действующего значения выходного напряжения не превышали 1 *в* (относительное отклонение менее 0,33%), время отработки скачкообразного изменения входного напряжения менее 100 *мсек*.

12-3-5. Точный регулятор для ламп накаливания мощностью 860 *вт*

Схема на рис. 12-12 разработана для стабилизации светового потока ламп накаливания мощностью 860 *вт* в диапазоне от половины до полного значения номинальной мощности. Задача решается путем фазового управления одной полуволной переменного напряжения при неизменной другой полуволне (см. разд. 9). При подведении к лампам накаливания мощности, равной половине номинальной, световой поток составляет 30% номинальной величины.

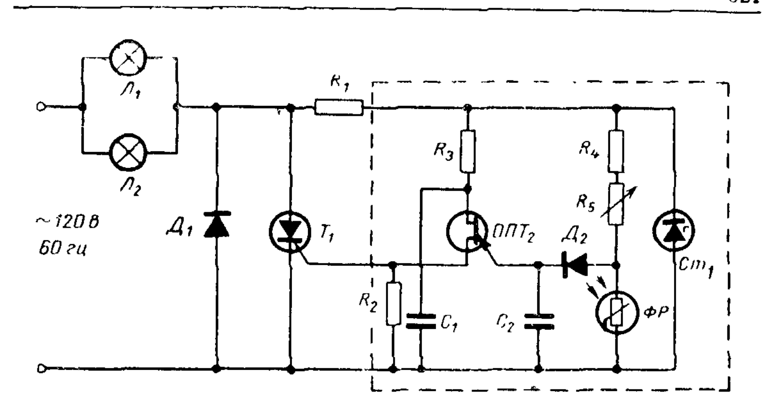


Рис. 12-12. Точный стабилизатор светового потока ламп мощностью 860 *вт*.

R_1 — 6,8 *ком*, 2 *вт*; R_2 — 47 *ом*; R_3 — 1 *ком*; R_4 — 680 *ом*, R_5 — 1 *ком*; T_1 — типа C20B; $ОПТ_2$ — типа 2N2646; C_1 — 0,03 *мкф*, 25 *в*; C_2 — 0,1 *мкф*, 25 *в* (все резисторы ±10%, 0,5 *вт*, кроме иначе обозначенных).

Таким образом, схема позволяет регулировать световой поток в диапазоне от 30 до 100% от его максимального значения.

Основными элементами замкнутой системы регулирования являются лампы $Л_1$ и $Л_2$ (по 430 *вт*), световой поток которых представляет величину $KE+N$, фоторезистор $ФР$ как элемент обратной связи, однопереходный транзистор $ОПТ_2$ в схеме детектора рассогласования и сопротивление R_5 в качестве уставки.

Диод $Д_1$ и тиристор T_1 включены встречно-параллельно друг другу и последовательно с нагрузкой. Тиристор T_1 может отпираться в течение положительного полупериода с задержкой, определяемой схемой, показанной в пунктирном прямоугольнике. Таким образом, регулируемой оказывается положительная полуволна; принцип действия схемы управления аналогичен рассмотренному применительно к рис. 12-6. Установление режима схемы с однопереходным транзистором происходит при проводящем диоде $Д_1$, т. е. во время отрицательного полупериода.

Стабильность схемы по отношению к колебаниям окружающей температуры и питающего напряжения определяется свойствами стабилитрона $Ст_1$ и стабильностью однопереходного транзистора.

Описанная схема дает несимметричное напряжение с постоянной составляющей и поэтому непригодна для случая трансформаторного включения нагрузки. Схема может стабилизировать световой поток с точностью около ±1% при изменении питающего напряжения в пределах ±10%.

12-3-6. Стабилизированный источник питания постоянным напряжением 60 *в*, 1,2 *квт*

На рис. 12-13 показана схема стабилизированного источника постоянного напряжения, в которой использован фазовый метод управления при косинусоидальном законе изменения угла отпира-

Рис. 12-13 Стабилизированный источник постоянного напряжения 60 *в*, 1,2 *квт*.

R_1 — 5 *ком*, R_2 — 2,2 *ком*, 7 *вт*; R_3 — 680 *ом*; R_4 — 470 *ком*, R_5—R_7 — 3,3 *ком*; R_8 — 10 *ком*; R_9 — 4,7 *ком*, R_{10}, R_{11} — 22 *ком*; R_{12} — 1,0 *Мом* (регулировка усиления); R_{13} — 1 *ком*, R_{14}, R_{15} — 33 *ом*; R_{16} — 10 *ком* (необходимо только для диапазона 21—60 *в*)
C_1 — 1 300 *мкф*, 200 *в*, C_2 — 23 000 *мкф*, 75 *в*; $C_{3,4}$ — 100 *мкф*, 25 *в*, C_5 — 0,1 *мкф*, ±10%; $ПТ_1$, $ПТ_2$ — типа 2N3391, $ОПТ_3$ — типа 2N2646, T_1, T_2 — типа C30A; L_1 — 0,5 *мгн*, 20 *а*; L_2 — 10 *мгн*, 20 *а*, расчетная мощность *Тр* 1 *ква* при $k_т$=4 : 1 и 2 *ква* при $k_т$=2 1 (все резисторы ±10%, 0 5 *вт*, кроме иначе обозначенных).

ния Работа системы аналогична рассмотренным выше примерам. В данном случае величиной $KE+N$ является среднее значение выходного напряжения, потенциометр R_1 является элементом обратной связи, однопереходный транзистор $ОПТ_3$ — детектором рассогласования и стабилитрон $Ст_2$ — источником опорного напряжения.

На выходе силового выпрямителя с тиристорами T_1 и T_2 включен фильтр, обеспечивающий эффективное сглаживание выпрямленного напряжения.

Работа схемы весьма схожа с рассмотренной ранее применительно к рис 12-6. Часть выходного напряжения, снимаемая с потенциометра R_1, сравнивается с опорным напряжением на стабилитроне $Ст_2$, и результат преобразуется однопереходным транзистором $ОПТ_3$ в сигнал рассогласования (см. замечания, сделанные в § 12 3 1, о характере величины E в подобных случаях). Перемещая движок потенциометра R_1 вниз, можно увеличить выходное напряжение до его наибольшего значения, когда тиристоры проводят в течение всего полупериода и когда, очевидно, схема не обладает стабилизирующими свойствами Минимальное напряжение определяется стабилитроном $Ст_2$. Уменьшая опорное напряжение, можно снизить минимум стабилизируемого напряжения.

Отметим некоторые особенности схемы, показанной в пунктирном прямоугольнике. Регулировка усиления системы осуществляется резистором R_{12}, который может быть настроен на получение наибольшей стабильности либо на минимальное перерегулирование при переходных процессах и т. д. Комбинация элементов R_{11} и C_4 осуществляет мягкое включение схемы (см. разд 9). Это защищает источник питания от толчков тока при включении значительной нагрузки. Стабильность работы блока, очерченного пунктиром, обеспечивается стабилитронами и применением дифференциального усилителя на $ПТ_1$ и $ПТ_2$.

В табл. 12-1 показаны основные показатели устройства. Выходное напряжение регулируется в пределах от 7 до 21 *в* или от 21 до 60 *в* в зависимости от коэффициента трансформации трансформатора $Тр_1$. Наибольший ток нагрузки при любом напряжении равен 20 *а*. Время установления можно уменьшить, если это необходимо, однако, ценой увеличения пульсаций на выходе.

Таблица 12-1

Выходное напряжение, *в*	Пульсации с частотой 120 *гц* (двойной размах), *мв*	Время установления при указанном изменении тока нагрузки $I_н$, *мсек*	Нестабильность выходного напряжения при указанном изменении тока нагрузки $I_н$ или напряжения сети $U_с$	Коэффициент трансформации $Тр_1$
10	40 при $I_н$=2,5 *а* 70 при $I_н$=20 *а*	100 при $I_н$=2,5÷20 *а* и 20÷2,5 *а*	2% при $I_н$=2÷10 *а* 0,03% при $I_н$=10÷20 *а*	4 : 1
15	60 при $I_н$=2,5 *а* 360 при $I_н$=15 *а*	—	—	4 : 1
20	40 при $I_н$=2 *а* 880 при $I_н$=20 *а*	200 при $I_н$=2÷8 *а* 150 при $I_н$=8÷2 *а*	1% при $I_н$=2÷8 *а* 2% при $I_н$=8÷20 *а* ±0,5% при $\Delta U_с$= ±15% и $I_н$=10 *а*	4 : 1
25	800 при $I_н$=20 *а*	—	2% при $I_н$=2,5÷10 *а* 1% при $I_н$=10÷20 *а*	2 : 1
40	700 при $I_н$=20 *а*	200 при $I_н$=3÷20 *а*	0,5% при $I_н$=3÷20 *а*	2 : 1
50	200 при $I_н$=10 *а*	—	±0,4% при $\Delta U_с$= ±15% и $I_н$=10 *а*	2 . 1
60	500 при $I_н$=20 *а* 280 при $I_н$=12 *а*	150 при $I_н$=2,5÷12 *а* 75 при $I_н$=12÷20 *а*	2% при $I_н$=2,5÷12 *а* 1,5% при $I_н$=12÷20 *а*	2 · 1

12-3-7. Регулятор скорости двигателя вентилятора для стабилизации температуры

Система на рис. 12-14 иллюстрирует принцип, когда регулируемый фазовым методом двигатель переменного тока вращает вентилятор и регулирует температуру объекта, однако мощность, идущая на нагрев, потребляется от внешнего источника, не входящего в систему. Такая система может служить для регулирования температуры в помещениях путем подвода как нагретого, так и охлажденного воздуха или воды.

Мощность, подводимая к двигателю, управляется двунаправленным тиристором T_1, наибольший ток в обмотке двигателя 3 *а*. Вентилятор, приводимый во вращение этим двигателем, изменяет температуру в помещении (т. е. величину $KE+N$); сигнал обратной связи вырабатывается с помощью терморезистора *ТР*. Как и ранее, сигнал обратной связи сравнивается детектором рассогласования (на однопереходном транзисторе $ОПТ_4$) с опорной величиной, задаваемой резистором R_5, в результате чего угол отпирания T_1 изменяется.

Следует иметь в виду, что в данном случае время установления величины $KE+N$, т. е. температуры, значительно больше, чем частота переключения тиристора. Фактическая скорость двигателя несущественна, так как двигатель входит в замкнутую систему регулирования температуры.

Как и прежде, элементы обратной связи, опорного сигнала и детектор рассогласования показаны в пунктирном прямоугольнике Эта часть схемы подобна во многом описанной выше (см. рис. 12-6), но имеет следующие особенности. Терморезистор TP_2 и транзисторный триггер на $ПТ_2$ и $ПТ_3$ реагируют на температуру воды (если последняя используется в качестве теплоносителя как для обогрева, так и для охлаждения), и в зависимости от температуры воды изменяется «чувствительность» регулятора.

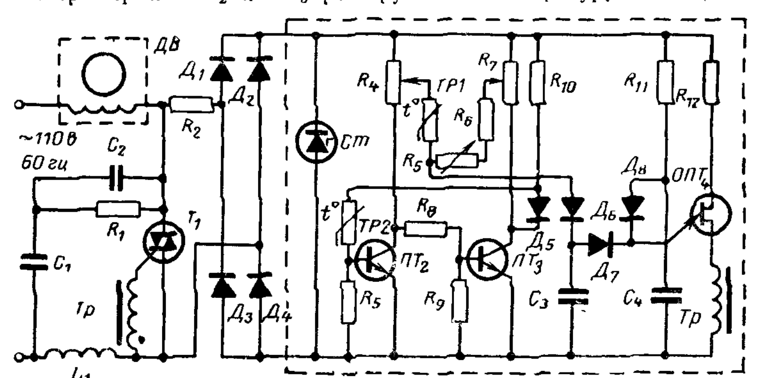


Рис. 12-14. Регулятор скорости вращения двигателя вентилятора для стабилизации температуры.

R_1 — 82 *ом*; R_2 — 4,7 *ком*, 4 — *вт*; R_3 — 1 *ком*; R_4, R_5, R_7 — 5 *ком*; R_6, R_9 — 3,3 *ком*; R_8 — 22 *ком*; R_{10} — 4,7 *ком*, R_{11} — 100 *ом*; R_{12} — 1 *ком* (все резисторы ±10%, 0,5 *вт*, кроме иначе обозначенных); C_1 — 0,22 *мкф*, 200 *в*; C_2 — 0,05 *мкф*, 200 *в*; C_3, C_4 — 0,1 *мкф*, 50 *в*; T_1 — типа SC41B; $ПТ_2$ и $ПТ_3$ — типа 2N2712, $ОПТ_4$ — типа 2N2646.

Элементы R_{11}, $Д_7$, $Д_8$ и C_4 обеспечивают вращение двигателя с малой скоростью, когда по условиям регулирования он не должен работать. Это полезно для слабой, но непрерывной циркуляции воздуха или воды, а также для смазки его подшипников.

Другая цепочка L_1, C_1, C_2 и R_1 служит для снижения скорости нарастания напряжения на тиристоре и уменьшает опасность его самопроизвольного отпирания, а кроме того, подавляет радиопомехи. (Эти вопросы обсуждаются в разд. 9 и 16 соответственно.)

Схема в пунктирном прямоугольнике может регулировать температуру в пределах изменения сопротивления терморезистора на ±3% при колебаниях питающего напряжения на 10%.

Раздел тринадцатый

ФОТОТИРИСТОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

Свет и другие формы лучистой энергии все шире используются в качестве носителя информации в системах, содержащих полупроводниковые приборы. Применение света открывает возможность фиксировать наличие или отсутствие непрозрачных объектов и обеспечивает электрическую изоляцию между источником и приемником информации Эти качества, особенно полезные при управлении силовыми приборами, будут рассмотрены в настоящем разделе. Светочувствительные электронные приборы находят также применение в связи, локации и других областях, выходящих за рамки настоящей книги.

13-1. СВЕТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Имеется много типов приборов, преобразующих лучистую энергию в изменение какого-либо электрического параметра. Таким параметром может быть электрическое сопротивление, как это имеет место в различных типах фоторезисторов на основе сульфида кадмия, селенида кадмия и сульфида свинца. Другие типы приборов преобразуют лучистую энергию в ток или напряжение. К приборам этого типа относятся селеновые, германиевые или кремниевые фотоэлементы, генерирующие э. д. с. под действием потока лучистой энергии. Чувствительными по отношению к лучистой энергии могут быть все полупроводниковые приборы с *p-n*-переходами: фотодиоды, фототранзисторы и светочувствительные тиристоры со структурой *p-n-p-n*.

Поток лучистой энергии генерирует в полупроводнике пары носителей электрон—дырка. В присутствии электрического поля эти носители вызывают электрический ток. В фототранзисторах и фото-

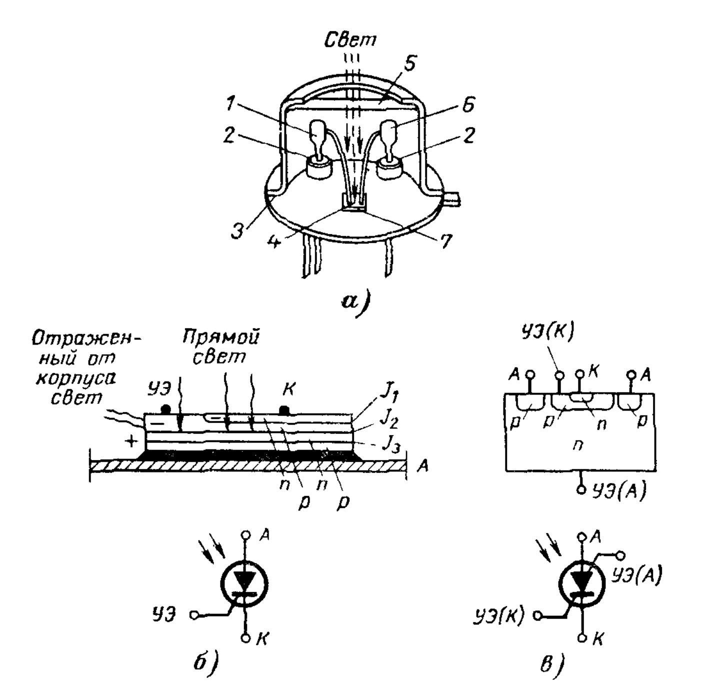


Рис. 13-1. Конструкция триодного фототиристора (*а*), его полупроводниковая структура и условное обозначение (*б*), структура тетродного фототиристора, изготовленного по планарной технологии, и его условное обозначение (*в*).

1 — вывод управляющего электрода; *2* — герметичный спай; *3* — сварное уплотнение; *4* — светочувствительная площадь, *5* — стеклянное окошко; *6* — катодный вывод; *7* — кремниевая таблетка.

тиристорах этот ток действует точно так же, как базовый или управляющий. Ниже будет рассмотрен именно этот класс фотоприборов.

13-1-1. Триодный фототиристор

Триодные фототиристоры[1] во многом подобны обычным тиристорам с той разницей, что в их корпусе имеется стеклянное окно (рис. 13-1,*а*). Фототиристор можно отпереть как светом, попадающим через это окно, так и обычным способом — подачей тока на управляющий электрод. Во всех остальных отношениях они не отличаются от обычных тиристоров. Конструкция полупроводниковой

[1] Английское сокращенное обозначение—LASCR (см. разд. 1). (Прим. редакторов перевода)

таблеты фототиристора также не отличается от обычной, как видно из рис. 13-1,*б*. Прибор может пропускать анодный ток до 1,6 *а* и выдерживать в запертом состоянии напряжение до 200 *в*. Высокая чувствительность *p-n-p-n*-структуры позволяет непосредственно переключать значительную мощность путем воздействия ничтожной энергии падающего на структуру светового потока.

13-1-2. Тетродный фототиристор

Тетродный фототиристор[1] по основным характеристикам аналогичен тетродному тиристору типа 3N80, выпускаемому фирмой GE. Основное различие состоит в том, что в верхней части металлического корпуса вмонтирована линза, позволяющая управлять путем воздействия потоком света. Тетродный фототиристор представляет собой *p-n-p-n*-структуру, выполненную по планарной технологии (рис. 13-1,*в*). Наличие анодного управляющего электрода УЭ(А) наряду с катодным — УЭ(К) делает прибор весьма гибким при разработке схем. Прибор может переключать цепь с током до 175 *ма* и напряжением до 40 *в* при низких уровнях управляющего светового потока.

13-1-3. Фототранзистор

Ток между коллектором и эмиттером фототранзистора может управляться световым потоком, падающим на структуру. Воздействие света в фототранзисторе аналогично воздействию базового тока. Отличие фототранзистора от триодного или тетродного фототиристора состоит в том, что здесь коллекторный ток изменяется не скачкообразно до полного отпирания прибора, а пропорционально световому потоку. Конструктивно фототранзистор отличается от обычного транзистора наличием линзы в верхней части корпуса. Прибор выполнен по планарной технологии, обладает большим усилением по току и рассчитан на сравнительно малый коллекторный ток. Он может использоваться при разомкнутой цепи базы либо с сопротивлением между базой и эмиттером, которое позволяет регулировать чувствительность.

13-2. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНТЕНСИВНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ

Для применения светочувствительных приборов необходимо знать, будет ли данный источник света на данном расстоянии оказывать достаточное действие на фотоприемник. Это зависит от спектральной характеристики и плотности светового потока, от чувствительности фотоприемника к излучению данного спектрального состава и от взаимного расположения и наличия оптического контакта между источником и приемником. Выход большинства источников лучистой энергии выражается в единицах, характерных

[1] Английское название—Light Activated Silicon Controlled Switch—LASCS. (Прим. редакторов перевода.)

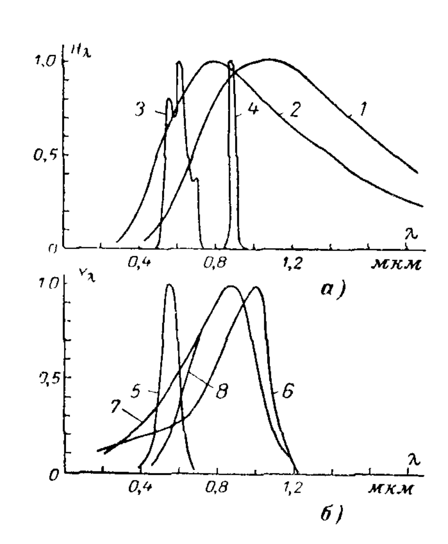


Рис. 13-2. Относительные спектральные характеристики.

а — различных источников излучения; *б* — некоторых приемников; *1* — лампа накаливания при цветовой температуре 2 500° К; *2* — то же при 3 400° К; *3* — неоновая лампа; *4* — светоэмиттирующий диод, *5* — человеческий глаз; *6* — триодный фототиристор; *7* — тетродный фототиристор, *8* — фототранзистор типа 14А502.

для видимого света, хотя связать в общем виде эффективность воздействия на фотоприемник видимого света и лучистой энергии в более широком смысле не представляется возможным

13-2-1. Характеристики источников и приемников

Свет, как всякое электромагнитное излучение, характеризуется частотой колебаний (или длины волны), амплитудой и направлением. Излучения различных источников могут располагаться в различных областях спектра. Спектральные характеристики некоторых источников представлены на рис. 13-2,*а*. Спектральная характеристика лампы накаливания зависит от цветовой температуры данной лампы. Цветовая температура в свою очередь определяется типом лампы и приложенным напряжением.

Воздействие электромагнитного излучения на приемник зависит от длины волны падающего излучения. Относительное воздействие излучения с различной длиной волны на человеческий глаз и некоторые типы кремниевых фотоприборов показаны на рис. 13-2,*б*. Глаз реагирует на более коротковолновое излучение, чем полупроводниковые приборы. Сравнивая рис. 13-2, *а* и *б*, можно заметить, что большая часть энергии, излучаемой лампой накаливания, лежит в области невидимой (инфракрасной) радиации. Важно заметить поэтому, что энергия, излучаемая в видимой части спектра, еще не определяет того, насколько этот источник будет эффективен в сочетании с тем или иным кремниевым фотоприбором.

13-2-2. Определение интенсивности излучения

Плотность потока лучистой энергии, падающей на поверхность, называют облученностью (H) и измеряют в ваттах на квадратный сантиметр. Так как каждое излучение характеризуется спектральной характеристикой, то целесообразно ввести также понятие облученности, приходящейся на единицу длины волны H_λ. Величина H_λ является функцией длины волны. Тогда по определению

$$H = \int H_\lambda \, d\lambda.$$

Обозначим относительную спектральную чувствительность приемника к излучению данной длины волны через Y_λ. Тогда воздействие излучения данной длины волны от источника на приемник будет характеризоваться произведением $H_\lambda Y_\lambda$. Так как воздействие излучения обладает свойством аддитивности, то общее воздействие данного источника на данный приемник можно определить, просуммировав произведения $H_\lambda Y_\lambda$ для всех длин, таким образом, эффективная облученность H_E равна:

$$H_E = \int H_\lambda Y_\lambda \, d\lambda.$$

В светотехнике энергию излучения в видимом диапазоне спектра определяют по ее физиологическому воздействию на глаз человека. Энергия этого излучения называется световым потоком, она оценивается по величине субъективного зрительного ощущения так называемым «средним нормальным глазом человека», спектральная чувствительность которого стандартизирована (кривая *5* на рис. 13-2,*б*). Таким образом, интенсивность видимого света определяется эффективной облученностью человеческого глаза. Освещенность E, определяемая количеством световой энергии, падающей на поверхность (т. е. поверхностной плотностью потока *видимого излучения*), характеризуется соотношением

$$E = K \int H_\lambda Y_\lambda d\lambda.$$

Единица измерения освещенности — люкс (*лк*).

В последнем соотношении Y_λ — относительная спектральная чувствительность человеческого глаза, изображенная кривой *5* на рис. 13-2,*б*. Коэффициент пропорциональности K зависит от выбранной системы единиц. Если E выражается в люксах при H, выражаемой в ваттах на квадратный сантиметр, то $K = 6{,}76 \cdot 10^6$.

Эффективная облученность является одним из параметров триодных и тетродных фототиристоров. В справочных данных на эти приборы указывается их чувствительность в функции длины волны излучения, так что можно рассчитать эффективную облученность, если известна спектральная характеристика источника. Эффективная облученность отпирания $H_{отп}$ — это минимальное значение эффективной облученности, которое обеспечивает переключение прибора в проводящее состояние, т. е. его отпирание.

13-2-3. Порядок расчета

Если спектральная характеристика источника излучения известна, то между эффективной облученностью и освещенностью приемника существует определенное соотношение. Для пары: лампа

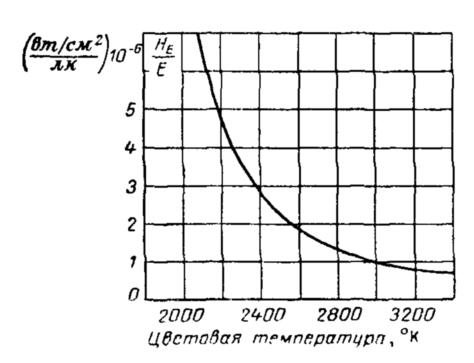


Рис. 13-3. Зависимость отношения эффективной облученности к освещенности триодного тиристора от цветовой температуры лампы накаливания с вольфрамовой нитью.

накаливания — триодный фототиристор отношение этих величин рассчитано и построено на рис. 13-3 в функции цветовой температуры лампы.

Облученность прибора обратно пропорциональна квадрату расстояния до источника. Чувствительность максимальна, если линза фотоприбора направлена строго на источник. Относительная чувствительность при других углах между оптической осью линзы и направлением на источник обычно приводится среди характеристик прибора.

В качестве примера рассчитаем эффективную облученность фототиристора, расположенного на расстоянии 15,2 *см* от точечного источника с силой света 100 *св*, имеющего цветовую температуру 2 500° К. Пусть фототиристор направлен точно на источник. Площадь стеклянного окошка фототиристоров серии L8 и L9 равна 0,24 *см*². Следовательно, телесный угол, под которым окошко тиристора видно от источника, составляет:

$$\Omega = \frac{0,24}{15,2} = 1,04 \cdot 10^{-3} \text{ стер},$$

и освещенность тиристора равна:

$$E = \frac{100 \cdot 1,04 \cdot 10^{-3}}{0,152^2} = 4\,350 \text{ лк}.$$

Коэффициент перехода от E к H_E при 2 500° К из рис. 13-3 равен 0,021 *мвт/см²·лк*, откуда

$$H_E = E \cdot 0,021 = 4\,350 \cdot 0,021 = 9,2 \text{ мвт/см}^2.$$

Эта величина вполне достаточна для отпирания всех фототиристоров типа L9, для которых минимальная облученность отпирания $H_{\text{отп}}$ составляет 4,2 *мвт/см²*.

13-2-4. Эффективная облученность отпирания

Эффективная облученность отпирания $H_{E\,\text{отп}}$ зависит от конкретной схемы, в которой работает фотоприбор. Все факторы, оказывающие влияние на величину тока управляющего электрода, необходимую для отпирания тиристора, или на базовый ток транзистора, подобным же образом влияют и на $H_{E\,\text{отп}}$. Увеличение питающего напряжения, температуры или сопротивления между управляющим электродом и катодом уменьшают $H_{E\,\text{отп}}$ и соответственно величину облученности, необходимую для получения определенного тока в фототранзисторе.

Резистор между управляющим электродом и катодом всегда включается у триодных и тетродных фототиристоров. Его назначение состоит в том, чтобы предотвратить ложные отпирания от токов утечки и понизить чувствительность к скорости нарастания напряжения до желаемого уровня. Этот резистор особенно нужен в условиях повышенной температуры.

Замена резистора катушкой индуктивности (порядка 1 *гн*) делает прибор более чувствительным к скорости изменения света, чем к его абсолютному значению. После отпирания удерживающий ток тиристора будет возрастать по мере увеличения тока в индуктивности. Как только удерживающий ток станет больше анодного тока, определяемого нагрузкой, прибор запрется. Колебательный контур, образованный конденсатором, включенным параллельно с этой индуктивностью, может в некоторых случаях вызвать повторное отпирание прибора. Индуктивность с большой постоянной времени L/R может уменьшить время восстановления управляемости прибора вследствие протекания обратного тока в цепи управляющего электрода на интервале восстановления сразу после запирания.

Использование конденсатора, подключенного параллельно резистору между управляющим электродом и катодом, делает прибор чувствительным к усредненному значению светового потока. Этот конденсатор вызывает также увеличение времени восстановления управляемости прибора.

Конденсатор большой емкости (порядка 50 *мкф*) может увеличить время восстановления примерно до 10 *мсек*, так что тиристор будет оставаться открытым даже в однополупериодной схеме при частоте 60 *гц*.

13-3. ПРИМЕНЕНИЕ ФОТОТИРИСТОРОВ

13-3-1. Фототиристорные реле

Сочетание триодного или тетродного фототиристора с осветительной лампой является полупроводниковым аналогом электромеханического реле. Это сочетание обеспечивает полную электрическую изоляцию между входом и выходом, что в ряде случаев является весьма полезным. Кроме того, такое фотореле обладает всеми прочими достоинствами полупроводниковых приборов: долговечностью, большим быстродействием (порядка микросекунд), отсутствием дребезга контактов и малыми размерами. На рис. 13-4 изображены некоторые основные схемы реле с фототиристорами. Фототиристор на рис. 13-4,*а* питается от источника постоянного напряжения. Если первоначально тиристор заперт и лампа выключена, то нагрузка обесточена. После включения лампы фототиристор отпирается и к нагрузке прикладывается практически все питание. Тиристор продолжает оставаться проводящим и после выключения лампы до тех пор, пока не будет разомкнута анодная цепь.

В схеме на рис. 13-4,*б* питание осуществляется переменным напряжением. Ток через нагрузку будет протекать в положительные полупериоды анодного напряжения только при включенной лампе.

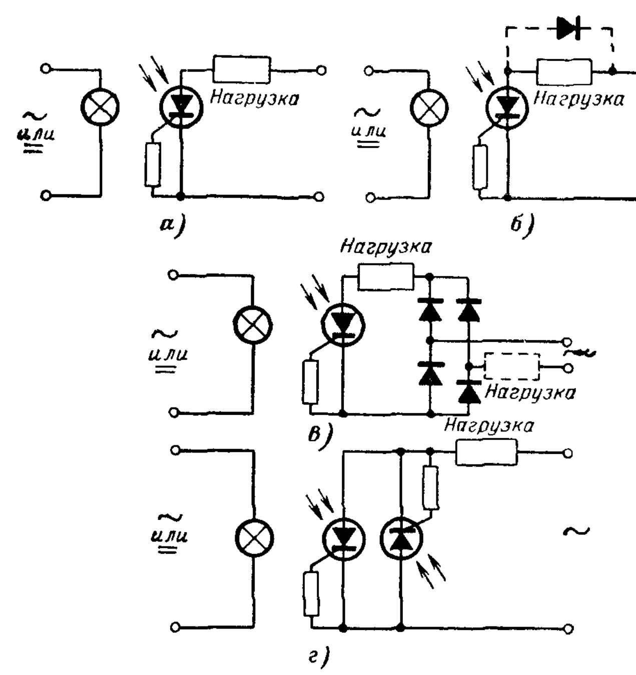


Рис. 13-4. Схемы фототиристорных реле.

а — с самоудержанием за счет питания тиристора от источника постоянного тока, *б* — без самоудержания; *в* — с питанием от источника переменного напряжения и нагрузкой, включенной на постоянном или переменном токе, *г* — с двумя встречно-параллельными фототиристорами и нагрузкой в цепи переменного тока.

Если нагрузка тиристора имеет индуктивный характер (реле, электромагниты), то ее следует шунтировать диодом (как показано на рис. 13-4,*б*) для сглаживания тока в нагрузке и уменьшения вибрации контактов.

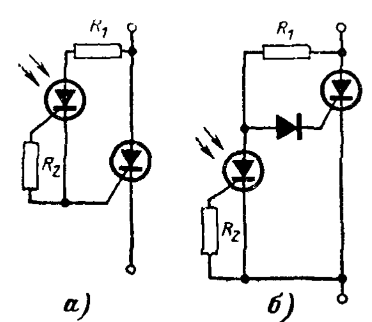
На рис. 13-4,*в* показана схема, питаемая переменным напряжением с нагрузкой, включенной на постоянном токе; в отличие от схемы на рис. 13-4,*а* эта схема не обладает свойством самоблокировки, так как здесь тиристор восстанавливает свое запертое состояние в моменты, когда ток двухполупериодного выпрямителя, протекающий через нагрузку, спадает до нуля. Следует иметь в виду, что если нагрузка носит индуктивный характер, ток может спадать не до нуля и тиристор не будет запираться. Другой вариант включения нагрузки — в цепи переменного тока (пунктир на рис. 13-4,*в*) — позволяет управлять мощностью в цепи переменного

тока с помощью одного фототиристора. Другой вариант управления мощностью в цепи переменного тока представлен на рис. 13-4,*г* В этой схеме управление обоими тиристорами может производиться с помощью одной лампы. Возможная трудность при использовании этой схемы может состоять в том, что из-за разной чувствительности фототиристоров один из них может отпираться с большим запаздыванием, чем другой, или вообще не не отпираться, вследствие чего в нагрузке может появиться постоянная составляющая тока.

13-3-2. Управление мощными тиристорами с помощью фототиристоров

Нагрузочная способность рассмотренных выше схем может быть увеличена, если фототиристор включен в цепь управляющего электрода более мощного тиристора (рис. 13-5,*а*). Видоизмененная схема на рис. 13-5,*б* эквивалентна реле с размыкающим контактом. Эта схема особенно полезна в тех случаях когда напряжение должно быть подано на нагрузку при исчезновении света, как, например, в устройствах сигнализации.

Если питающее напряжение превышает предельно допустимое напряжение фототиристора, то последний можно использовать для управления более высоковольтным силовым тиристором с помощью схемы, показанной на рис. 13-6. При питании постоянным напряжением (или переменным напряжением при импульсном источнике света) конденсатор, включенный, как показано на рис. 13-6 пунктиром, будет играть роль источника импульсов управляющего тока для силового тиристора и позволит увеличить тем самым сопротивления R_1 и R_2. При питании переменным напряжением и непрерывном световом потоке конденсатор не может зарядиться и, следовательно, не улучшает условий отпирания силового тиристора. В этом случае R_1 должно быть выбрано достаточно малым, чтобы



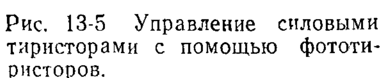


Рис. 13-5 Управление силовыми тиристорами с помощью фототиристоров.

а — нормально запертый силовой тиристор, *б* — нормально открытый силовой тиристор.

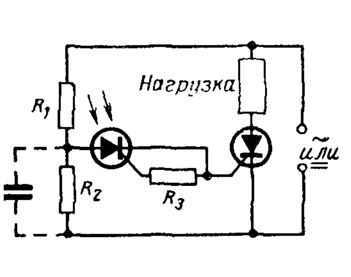


Рис. 13-6. Вариант схемы включения фототиристора для управления более высоковольтным силовым тиристором.

обеспечить необходимый управляющий ток силового тиристора, и достаточно большим, чтобы допустимая величина этого тока не была превышена.

Для работы при очень высоких напряжениях используется последовательное соединение тиристоров. Схема на рис. 13-7 иллюстрирует способ одновременного управления такими тиристорами с помощью фототиристоров, что исключает необходимость электрической изоляции цепей управления силовых тиристоров. В приведенной схеме переключаемое напряжение может быть равно сумме допустимых напряжений силовых тиристоров.

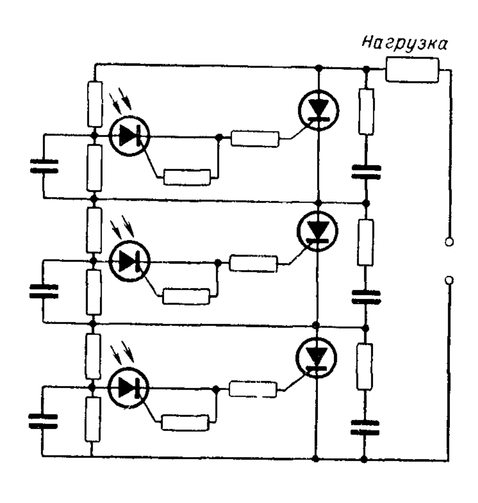


Рис. 13-7. Использование фототиристоров для одновременного отпирания последовательно соединенных силовых тиристоров.

13-3-3. Логические схемы

Наличие двух возможных состояний у фототиристоров делает их идеальными приборами в оптоэлектронных логических схемах. Рисунок 13-8 иллюстрирует реализацию некоторых логических функций с помощью триодных или тетродных фототиристоров.

13-3-4. Схемы одновибраторов

Схемы на рис. 13-9 и 13-10 являются одновибраторами, возбуждаемыми светом. Однопереходный транзистор на рис. 13-9 переключается спустя примерно 0,6 *сек* после отпирания фототиристора импульсом света. Если импульс света окончился, то фототиристор запирается Если свет продолжает оставаться включенным, то однопереходный транзистор ОПТ будет работать как релаксационный генератор. При этом он обеспечит запирание фототиристора при своем очередном переключении сразу после того, как свет будет выключен. Высокое сопротивление запертого фототиристора последовательно с конденсатором прекращает работу релаксатора на *ОПТ*.

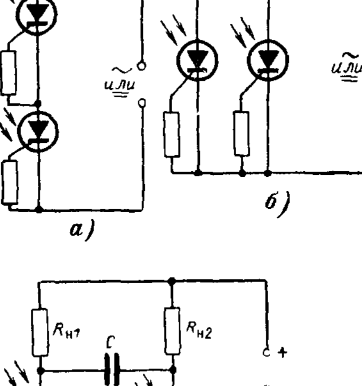
Если в схеме рис. 13-10 фототиристор затемнен, то тиристор T_2 находится в проводящем состоянии. Когда короткий световой импульс воздействует на фототиристор, он отпирается и через конденсатор 1 *мкф* запирает T_2. В то же время начинается за-

ряд конденсатора 4 *мкф* через резистор 220 *ком*, так что потенциал правой обкладки, постепенно повышаясь, меняет знак и становится положительным. Спустя примерно 0,6 *сек* тиристор T_2 отпирается, в результате чего запирается фототиристор.

Эта схема удобна для обнаружения световых импульсов, длительность которых превышает определенное минимальное время. Если длительность импульса превышает 0,6 *сек*, то фототиристор остается в проводящем состоянии.

13-3-5. Детектор прерывистого света

Если свет, падающий на триодный или тетродный фототиристор в схеме рис 13-11, прерывается, то напряжение на кремниевом одностороннем ключе КОК в положительную половину периода напряжения питающей сети возрастает, и, когда оно достигнет напряжения переключения ключа, отпирается тиристор T_2. Это вызывает появление в нагрузке тока в виде полуволн, протекающих



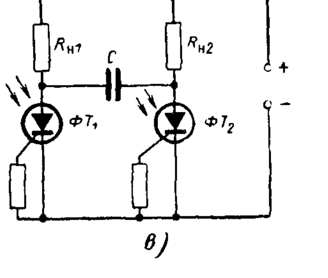


Рис. 13-8. Оптоэлектронные логические схемы.

а — схема И; *б* — схема ИЛИ; *в* — триггер, срабатывающий от попеременных импульсов света на $ФТ_1$ и $ФТ_2$ ($R_н C \geq 100$ *мксек*).

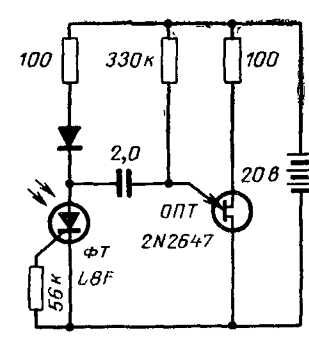


Рис. 13-9. Одновибратор, управляемый светом.

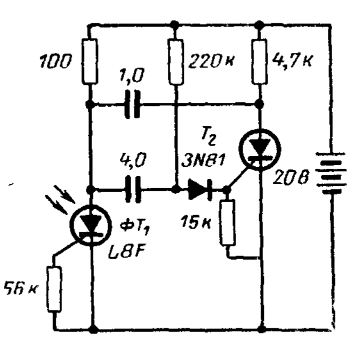


Рис. 13-10. Одновибратор, чувствительный к длительности световых импульсов.

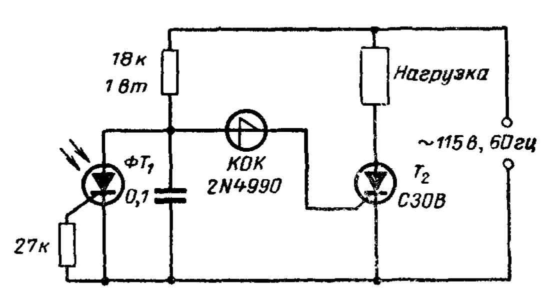


Рис 13-11. Детектор прерывистого света.

в течение всего интервала времени, пока отсутствует свет. Односторонний ключ в данной схеме обеспечивает отпирание сравнительно мощных тиристоров, требующих относительно больших токов управления, хотя мощность, рассеиваемая в резисторе 18 *ком*, сравнительно невелика. Заряд, накапливаемый конденсатором, обеспечивает достаточный импульс тока для отпирания даже сравнительно мощных тиристоров.

13-3-6. Высокочувствительные схемы обнаружения света

Фототранзистор в сочетании с однопереходным транзистором дает возможность обнаружить низкие уровни освещенности. На рис. 13-12 показано, как это может быть выполнено. В схеме на рис. 13-12,*а* попадание излучения на фототранзистор вызывает появление релаксационных колебаний на выходе генератора с однопереходным транзистором. Так как частота этих колебаний существенно превышает частоту питающей сети, то тиристор будет открыт одним из импульсов в начале положительного полупериода.

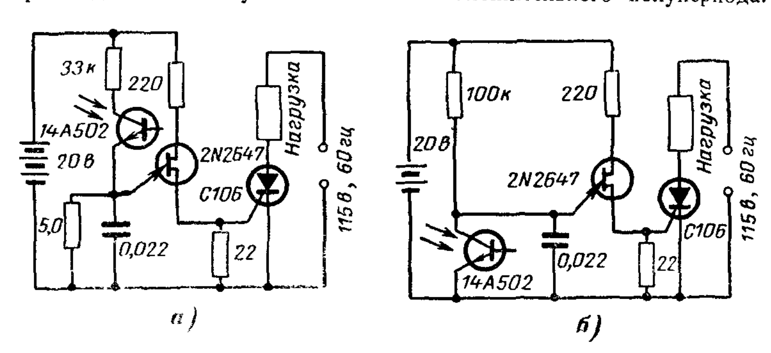


Рис. 13-12 Схемы фотореле с повышенной чувствительностью.
а — включение нагрузки при появлении света, *б* — включение нагрузки при исчезновении света.

В схеме рис 13-12,*б* напряжение прикладывается к нагрузке, когда фототранзистор затемняется В этот момент начинает работать релаксационный генератор, который и отпирает тиристор в начале очередного положительного полупериода.

13-3-7. Электронная вспышка, управляемая светом

В ряде областей фотографии иногда возникает необходимость в быстродействующем фоточувствительном переключателе, способном включить ведомые (зависимые) лампы-вспышки (широко используемые, например, как множественный источник света в высокоскоростной фотографии). На рис. 13-13 показано, как стандартная схема лампы-вспышки может быть с помощью фототиристора преобразована в быстродействующую ведомую схему. Когда ключ K_1 в цепи питания замкнут, конденсатор C_1 заряжается до напряжения 300 *в* через R_1, а конденсатор C_2 — примерно до напряжения 200 *в*, что определяется соотношением плеч делителя R_2, R_3. В момент вспышки ведущей лампы, включаемой синхроконтактом фотоаппарата, ее свет отпирает фототиристор, через который разряжается конденсатор C_2 на первичную обмотку трансформатора *Тр*. Импульс высокого напряжения вторичной обмотки поджигает ведомую лампу-вспышку *Л*. Конденсатор C_1 разряжается на эту лампу, и затем колебательный процесс в контуре C_2 — трансформатор *Тр* создает отрицательное напряжение на фототиристоре и запирает его. Современные обычные лампы-вспышки обеспечивают достаточную энергию для отпирания фототиристора с микросекундным запаздыванием, вследствие чего достигается весьма совершенный синхронизм между ведущей и ведомой лампами.

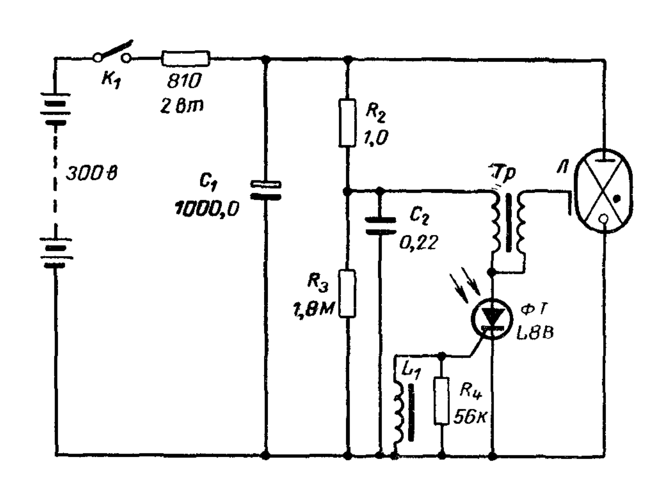


Рис. 13-13. Схема включения лампы-вспышки со световым управлением («ведомая вспышка»).

Высокий уровень освещенности, создаваемый посторонними источниками, может также вызвать отпирание фототиристора, даже если между управляющим электродом и катодом включен резистор с большим сопротивлением. Хотя здесь можно применить регулируемый резистор для компенсации посторонней засветки, лучшим решением будет использование дросселя (с индуктивностью по крайней мере 1 *гн*). Такой дроссель представляет малое сопротивление для медленно изменяющихся сигналов, снижая для таких сигналов чувствительность фототиристора, и оказывает очень большое сопротивление для импульсных сигналов.

Раздел четырнадцатый

ДВУХОПЕРАЦИОННЫЕ (ПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫЕ) ТИРИСТОРЫ

14-1. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ

Двухоперационный (полностью управляемый) тиристор (gate turn off switch — GTO; gate controlled switch — GTS) представляет собой четырехслойный ключевой прибор со структурой типа *p-n-p-n* и с тремя выводами. Эти вентили, являясь логическим развитием обычных однооперационных тиристоров, могут отпираться и запираться с помощью сигналов, подаваемых на управляющий электрод. Так, положительный импульс управляющего тока отпирает двухоперационный тиристор (ДОТ), а последующий отрицательный импульс обеспечивает его запирание. Как при отпирании, так и при запирании ДОТ с помощью управляющего импульса изменение анодного тока превышает необходимую величину тока управления, т. е. имеет место усиление по току.

При коммутации на постоянном токе ДОТ имеет два явных преимущества перед обычным тиристором: возможность выключения с помощью управляющего электрода и более высокое быстродействие. Поэтому в схемах с ДОТ размеры коммутирующих элементов и их стоимость меньше, а рабочая частота таких вентилей может доходить до 100 *кгц*. По сравнению с транзисторами, работающими в ключевом режиме, ДОТ требуют значительно меньшую мощность на управление, так как они при том же номинальном токе имеют более высокие рабочие напряжения, чем транзисторы. При использовании ДОТ на переменном токе может быть применен метод фазового управления, обеспечивающий более высокий коэффициент сдвига, чем в случае однооперационных тиристоров.

14-2. ПАРАМЕТРЫ ДВУХОПЕРАЦИОННЫХ ТИРИСТОРОВ (ДОТ)

14-2-1. Общие сведения

Хотя ДОТ подобно однооперационным тиристорам (ООТ) переходят в состояние проводимости посредством подачи импульса прямого тока к зажимам перехода управляющий электрод—катод, однако, как правило, для запуска ДОТ требуется больший управляющий ток, чем для ООТ с эквивалентными параметрами. Удерживающий и подхватывающий токи, а также рассеяние мощности во время прямого анодного тока у ДОТ также выше. С повышением потенциальной выключающей способности ДОТ и, в частности, его способности быстрее коммутировать более высокие анодные токи при меньшем расходе энергии на управление эти отличия между ООТ и ДОТ становятся все более заметными. Фирма Дженерал Электрик выпускает ДОТ серии G-5, характеризующиеся низкими управляющим, подхватывающим и удерживающим токами и значением анодного тока, который может быть выключен с помощью управляющего электрода, до 1 *а* и серии G-6 с большими управляющим, подхватывающим и удерживающим токами, но выключающая способность приборов этой серии составляет 2 *а*. Приборы обеих серий выпускаются в корпусах ТО-5.

14-2-2. Максимально допустимое обратное напряжение

Поскольку ДОТ предназначены преимущественно для коммутации на постоянном токе, то в большинстве случаев необходимость в высоком допустимом обратном напряжении отпадает. Поэтому номинальное обратное напряжение всех приборов серии G-5 и G-6 составляет 25 *в*. Если требуется, чтобы прибор выдерживал более высокое обратное напряжение, то последовательно с ДОТ серии G-5 или G-6 надо подключить обыкновенный кремниевый диод либо использовать специальные типы приборов с равными прямым и обратным допустимыми напряжениями, доходящими до 400 *в*.

14-2-3. Параметры, характеризующие запирающую способность

Для запирания проводящего ДОТ необходимо из средних базовых слоев извлечь с помощью управляющего электрода значительный заряд, чтобы прекратить внутреннюю регенерацию носителей (см. § 1-7). Величина извлекаемого заряда может быть вычислена по минимальному коэффициенту усиления при запирании $K_з$ (равного отношению запираемого анодного тока к отрицательному управляющему току, необходимому для запирания) и ширине управляющего импульса, при котором был измерен $K_з$. Поскольку этот коэффициент запирания $K_з$ сам по себе является функцией многих переменных, включая ширину импульса, то он обычно определяется для наиболее неблагоприятных условий. Рассмотрим основные факторы, влияющие на $K_з$.

а) *Ширина управляющего импульса.* По мере уменьшения ширины управляющего импульса величина управляющего тока, необходимого для запирания, должна быть повышена с целью сохранения извлекаемого заряда. На рис. 14-1 показана зависимость между $K_з$ и продолжительностью импульса для тиристоров серий G-5 и G-6.

б) *Величина запираемого анодного тока.* По мере увеличения запираемого анодного тока $I_а$ коэффициент $K_з$ быстро падает от бесконечности при $I_а = I_{удерж}$ до некоторой минимальной величины, после чего начинает опять постепенно повышаться. Даже при незначительном превышении наибольшего анодного тока, который может быть коммутирован управляющим электродом, коэффициент $K_з$ внезапно падает до нуля. Это объясняется тем, что управляющий электрод при значительных анодных токах не может сохранять контроль по всей площади катода ДОТ. Это явление характерно для всех полностью управляемых вентилей. Попытка коммутировать управляющим электродом анодный ток, превышающий его расчетную величину, может привести к разрушению ДОТ. На рис 14-2 показано изменение $K_з$ в зависимости от величины анодного тока для приборов серии G-6.

в) *Температура перехода.* Как правило, с повышением температуры перехода коэффициент запирания $K_з$ снижается. Поэтому минимальное гарантированное значение $K_з$ определяется обычно при максимальной расчетной температуре перехода (см. рис. 14-1 и 14-2).

г) *Анодное напряжение и сопротивление нагрузки.* Коэффициент $K_з$ зависит в известной степени от питающего напряжения и от характера нагрузки в анодной цепи. По мере того, как во время конечной фазы процесса запирания анодный ток начинает спадать, величина напряжения, действующего на центральном (блокирующем) переходе тиристора, начинает влиять на возможность завершить коммутацию. Чем выше это напряжение, тем труднее завершить коммутацию. Необходимо отметить, что при индуктивной нагрузке в анодной цепи возникающая э. д. с. самоиндукции увеличивает прямое анодное напряжение на приборе при его запирании, что влияет на $K_з$ так же, как и повышенное питающее напряжение. Указываемые в справочных данных значения $K_з$ для всех ДОТ фирмы Дженерал Электрик относятся к номинальному анодному напряжению.

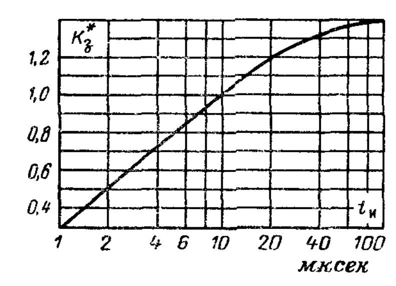


Рис. 14-1. Зависимость относительного коэффициента запирания $K_з$ от ширины запирающего импульса $t_и$ (по отношению к $K_з$ при $t_и = 10$ *мксек*) для двухоперационных тиристоров типов G-5 и G-6. Температура перехода 100° С.

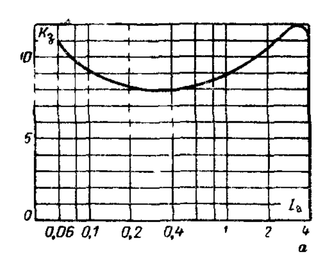


Рис. 14-2. Зависимость коэффициента запирания $K_з$ от величины анодного тока $I_а$ для ДОТ типа G-6. Прямое запираемое напряжение равно номинальному значению. Температура перехода 100° С. Ширина запирающего импульса 10 *мксек*. Между УЭ и катодом включен резистор 1 *ком*.

д) *Времена нарастания и спада управляющего импульса.* Быстро нарастающий отрицательный управляющий импульс сказывается положительно на процесс запирания ДОТ, но слишком малое время спада импульса может уменьшить $K_з$. Оба этих эффекта связаны с наличием у ДОТ емкости между управляющим электродом и катодом. В то время как отрицательное du/dt набегающего фронта импульса управления ускоряет запирание, разряжая управляющую емкость с отводом заряда из управляющего электрода, положительное du/dt сбегающего фронта импульса стремится перезарядить емкость в направлении повторного запуска ДОТ. Такие же явления наблюдаются и при отпирании ДОТ. Здесь быстрое нарастание положительного пускового импульса облегчает отпирание, а быстрый его спад стимулирует последующее запирание прибора. Во время отпирания этот эффект проявляется в виде кажущегося снижения величины управляющего тока, необходимого для запуска и увеличения анодного подхватывающего тока.

14-2-4. Входные характеристики ДОТ

Выше указывалось, что ДОТ управляется зарядом, т. е. как положительный управляющий ток, необходимый для отпирания, так и отрицательный управляющий ток, необходимый для запирания, должны проходить в течение определенного интервала. В обоих случаях требуется определенное управляющее напряжение, которое должно обеспечить протекание управляющего тока через внутреннее входное сопротивление прибора. Так как входное сопротивление не постоянно, то наиболее целесообразно представить входную вольт-амперную характеристику ДОТ в графическом виде На рис. 14-3 приведена входная характеристика ДОТ серии G-6.

Характеристика в I квадранте определяет зависимость между током и напряжением при положительном пусковом импульсе на управляющем электроде, в III квадранте — то же при отрицательном входном импульсе. Необходимо отметить, что для надежного запирания всех приборов типов G-5 и G-6 необходимо отрицательное управляющее напряжение, превышающее у некоторых приборов статическое напряжение лавинообразного загиба характеристики перехода управляющий электрод—катод. Это обстоятельство препятствует использованию постоянного тока или длинных управляющих импульсов для запирания ДОТ по управляющему электроду, если только последовательно в катодную цепь ДОТ не будет включен кремниевый диод. При отсутствии такого диода после запирания ДОТ может иметь место чрезмерный нагрев его перехода между управляющим электродом и катодом. Если диод не используется, продолжительность управляющего импульса должна быть меньше определяемой по рис. 14-4 для данной величины управляющего тока.

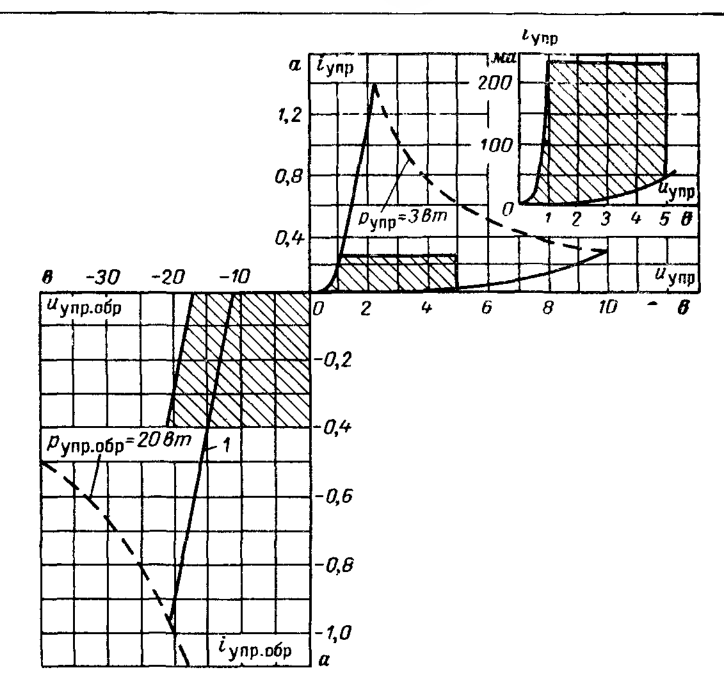


Рис. 14-3. Входные характеристики двухоперационного тиристора. Заштрихованная площадка в I квадранте определяет геометрическое место точек отпирания при температуре перехода от —65 до +100° С. То же в III квадранте — геометрическое место точек запирания в том же интервале температур перехода и при анодном токе 2 *а*. Первая из этих площадок более крупно показана на врезке в правом верхнем углу. Наибольшее напряжение на УЭ, не вызывающее отпирания ни у одного из приборов при температуре перехода +100° С, равно 0,2 *в*. Максимально допустимые мгновенные значения мощности, рассеиваемой в УЭ, равны при прямом токе $P_{упр\ прям} = 3$ *вт* и при обратном токе $P_{упр\ обр} = 20$ *вт*. Линия *1* — предельное положение обратной ветви вольт-амперной характеристики промежутка УЭ—К.

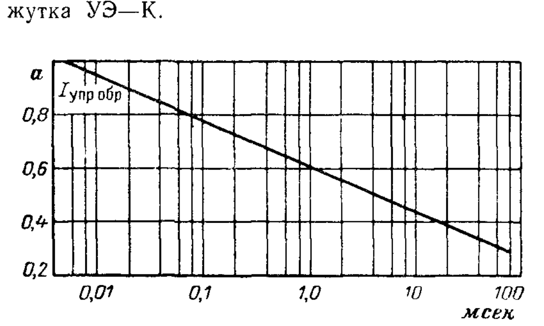


Рис. 14-4. Зависимость наибольшего допустимого значения обратного тока управления $I_{у.обр\ доп}$ от длительности протекания этого тока в случае запертого состояния тиристора.

14-3. МЕТОДЫ ЗАПИРАНИЯ

14-3-1. Запирание с использованием последовательно включенного конденсатора

На рис. 14-5 показан принцип отпирания и запирания ДОТ посредством попеременной зарядки и разрядки конденсатора, включенного последовательно в цепь управляющего электрода.

Когда ключ K_1 разомкнут, конденсатор C_1 заряжается до E_1 через R_1 и через внутреннее входное сопротивление тиристора. При этом для отпирания ДОТ должны удовлетворяться следующие неравенства:

$$R_1 \leqslant \frac{E_1 - U_{у0}}{3I_{у0}},\ ом; \qquad (14\text{-}1а)$$

$$C_1 \geqslant \frac{t_1}{R_1 + \dfrac{U_{у0}}{I_{у0}}},\ ф, \qquad (14\text{-}1б)$$

где $U_{у0}$ — наибольшее управляющее напряжение, необходимое для отпирания, *в*; $I_{у0}$ — наибольший управляющий ток, необходимый для отпирания, *а*; t_1 — длительность импульса, при котором определялась величина $I_{у0}$, *сек*.

Когда ключ замкнут, заряженный конденсатор C_1 разряжается через R_2 и входное сопротивление тиристора, который при этом запрется, если

$$R_2 \leqslant \frac{E_1 - U_{у.з}}{2I_{у.з}},\ ом, \qquad (14\text{-}2а)$$

и

$$C_1 \geqslant \frac{t_2}{R_2 + \dfrac{U_{у.з}}{I_{у.з}}},\ ф, \qquad (14\text{-}2б)$$

где $U_{у.з}$ — наибольшее управляющее напряжение, необходимое для запирания, *в*; $I_{у.з}$ — наибольший управляющий ток, необходимый для запирания данного анодного тока $I_а$, *а*; t_2 — продолжительность управляющего импульса, при котором определялась величина $I_{у.з}$, *сек*.

Необходимо отметить, что соотношение (14-2а) определяет

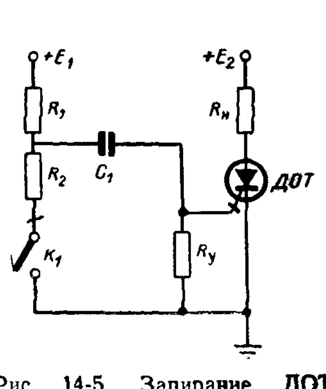


Рис. 14-5. Запирание ДОТ с помощью последовательного конденсатора в цепи УЭ.

только верхнюю граничную величину R_2, необходимую для гарантированной коммутации.

В большинстве практических схем с целью более быстрого запирания ДОТ величина R_2 может быть сделана значительно меньше вычисленного значения. Нижний предел R_2 определяется либо по допустимой импульсной мощности на входе ДОТ при воздействии обратных импульсов или по другим ограничивающим факторам, например по допустимому току ключа K_1

Пример. Выбрать R_1, R_2 и C_1 для работы ДОТ типа G-6F в схеме рис 14-5 при $E_1=E_2=28$ *в*, $T_{окр}=25°$ С; $R_н=28$ *ом*. Амплитуда тока нагрузки

$$I_а=\frac{E_2}{R_н}=\frac{28}{28}=1\ a.$$

Из справочных данных для ДОТ серии G-6 находим:
наибольшее управляющее напряжение для отпирания при 25° С $U_{у0}=2,0$ *в*;
наибольший управляющий ток для отпирания при 25° С $I_{у0}=20$ *ма*.
Наименьшая ширина импульса при $I_{у0}=20$ *ма* составляет $t_1=20$ *мксек*.
Тогда по (14-1а)

$$R_1\leqslant\frac{28-2}{3\cdot 2\cdot 10^{-2}}=430\ ом.$$

Выбираем $R_1=390$ *ом* ± 10%.
По (14-1б)

$$C_1\geqslant\frac{20\cdot 10^{-6}}{820+\frac{2}{2}}=0{,}0235\ мкф.$$

Из справочных данных для G-6 минимальный коэффициент усиления при запирании $K_з=5$ при 500 *ма* $<I_н\leqslant 2$ *а*, $T_{перех}\leqslant 100°$ С и $t_2=10$ *мксек*. Следовательно, наибольший управляющий ток, необходимый для запирания $I_{у\,з}$, равен:

$$I_{у.з}=\frac{I_а}{K_з}=\frac{1}{5}=200\ ма.$$

При этом из справочных данных наибольшее управляющее напряжение, необходимое для запирания, $U_{у\,з}=21$ *в*

Тогда по (14-2а)

$$R_2=\frac{28-21}{2\cdot 0{,}2}=17{,}5\ ом$$

и по (14-2б)

$$C_1\geqslant\frac{10\cdot 10^{-6}}{25+\frac{21}{0{,}2}}=0{,}129\ мкф.$$

Так как величина C_1, вычисленная из условия обеспечения запирания, выше величины, необходимой для отпирания, то следует использовать большую из этих двух величин. Выберем $C_1=0{,}15$ *мкф*.

Из справочных данных для приборов типа G-6 допускаемая импульсная мощность на входе при воздействии обратных импульсов равна 20 *вт*. Кривая, соответствующая этой мощности, нанесена пунктиром на рис. 14-3 в III квадранте

Линия нагрузки источника запирающих импульсов должна располагаться правее и выше этой кривой. Электродвижущая сила этого источника равна $E_1=28$ *в*. Наибольший допустимый ток этого источника при его коротком замыкании $I_{к\,з}=E_1/R'_2$, где R'_2 соответствует наклону линии, проведенной на рис. 14-3 из точки $E_1=28$ *в* в виде касательной к кривой допустимой импульсной мощности 20 *вт*. Из рис. 14-3 следует, что наклон такой линии дает $R'_2=10$ *ом*. Следовательно, $R_{2мин}=10$ *ом*

14-3-2. Запирание с использованием дросселя

Двухоперационный тиристор можно запереть путем прерывания постоянного тока, протекающего через дроссель, включенный между зажимами управляющего электрода и катода (рис. 14-6). При замыкании ключа K_1 ток будет проходить через резистор R_1 и промежуток управляющий электрод — катод. Входной ток тиристора при этом будет спадать по экспоненте, начиная от максимальной величины $(E_1-U_{у0\,макс})/R_1$, и если последняя выше величины $I_{у0}$, то ДОТ отопрется. Примем, что входное сопротивление ДОТ велико по сравнению с сопротивлением постоянному току дросселя, тогда установившийся ток в дросселе L равен $I_L\approx E_1/R_1$. Если теперь ключ K_1 разомкнуть, то в цепи управляющего электрода ДОТ возникнет экспоненциально спадающий обратный ток с начальным значением I_L. Тиристор запрется, если выполняются условия:

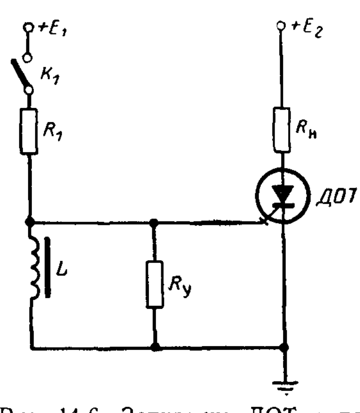


Рис. 14-6 Запирание ДОТ с помощью параллельного дросселя в цепи УЭ.

$$\frac{E_1}{R_1}\geqslant 2I_{у.з};\qquad (14\text{-}3а)$$

$$\frac{LI_{у.з}}{U_{у.з}}\geqslant t_2,\qquad (14\text{-}3б)$$

где $I_{у\,з}$ — управляющий ток, необходимый для запирания данного анодного тока, *а*; $U_{у.з}$ — управляющее напряжение при токе $I_{у\,з}$, *в*; t_2 — ширина импульса, необходимая для запирания при токе $I_{у\,з}$, *сек*.

Так как ключ K_1 должен пропускать ток I_L в течение времени, пока ДОТ находится в состоянии проводимости, то R_1 обычно необходимо выбирать из расчета получения наименьшего возможного тока запирания. В низкочастотных цепях величина I_L может быть снижена за счет увеличения постоянной времени запирающего импульса (см. § 14-2-3).

14-3-3. Коммутация ДОТ при нагрузке в катодной цепи

В схеме на рис. 14-7 нагрузка включена в катодную цепь ДОТ. Если подать короткий управляющий импульс прямого тока на вход тиристора через диод $Д_1$, то тиристор отопрется. Диод $Д_1$, который должен характеризоваться быстрым обратным восстановлением, отключает источник запускающих импульсов от управляющего элек-

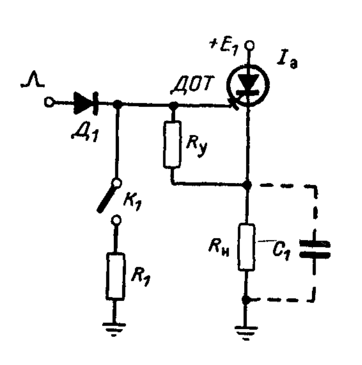


Рис. 14 7 Запирание ДОТ при нагрузке в его катодной цепи

трода и потенциал катода ДОТ скачком возрастает до величины E_1 Теперь ДОТ можно запереть, замкнув ключ K_1, через который ток будет отводиться от зажима управляющего электрода Величина ограничивающего сопротивления R_1 выбирается с таким расчетом, чтобы несмотря на спад тока нагрузки и потенциала катода в течение конечной фазы процесса запирания, обратный ток управляющего электрода был достаточным для запирания, для чего необходимо выполнение неравенства

$$R_1 \leqslant R_{н}(K_з - 1) - \frac{U_{у\,з}}{k_з I_а}, \quad (14\text{-}4)$$

где $K_з$ — минимальный коэффициент усиления при запирании данного анодного тока $I_а$ (т е в диапазоне от $I_а$ до удерживающего тока), $U_{у\,з}$ — наибольшее управляющее напряжение, необходимое для запирания, *в*, $I_а$ — наибольший анодный ток во время коммутации, равный

$$I_{н} \Big/ \left(1 - \frac{1}{K_з}\right).$$

Конденсатор C_1, шунтирующий сопротивление нагрузки для пускового импульса, также помогает процессу запирания, так как он поддерживает напряжение на зажимах нагрузки при снижении катодного тока В цепях, где сопротивление нагрузки для переменной составляющей невелико, от C_1 часто можно отказаться

Так как при таком методе коммутации ДОТ отпадает необходимость в реактивных накопителях энергии, необходимых в схемах рис 14-5 и 14 6, то быстродействие схем с ДОТ, коммутируемых за счет нагрузки в катодной цепи, значительно повышается. Основной недостаток данного метода сводится к тому, что во время интервала запирания анодный ток возрастает на величину управляющего тока, проходящего через R_1 Вследствие этого допустимая величина тока нагрузки (т. е. катодного тока) должна быть снижена на такую же величину с тем, чтобы предельное значение амплитуды анодного тока (2 *а* для тиристоров серии G 6) не было превышено на интервале запирания.

14-4. СПЕЦИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ЗАПИРАНИЯ

В некоторых случаях использования ДОТ процесс запирания с помощью управляющего электрода может быть облегчен за счет использования специальных схем Одна из таких схем показана на рис. 14-8 Здесь в момент, когда ДОТ начинает запираться под действием отрицательного управляющего сигнала, происходит дополнительное умечьшение его анодного тока за счет зарядного тока конденсатора C Зарядный ток определяется емкостью конденсатора и скоростью нарастания анодного напряжения тиристора при его запирании

$$I_C = C\,du/dt.$$

Этот метод дает возможность коммутировать при помощи управляющего электрода анодный ток, превышающий допустимое значение, однако это осуществляется за счет снижения скорости запирания тока в цепи нагрузки Дополнительное сопротивление R на рис 14 8 ограничивает разрядный ток конденсатора через ДОТ при отпирании последнего

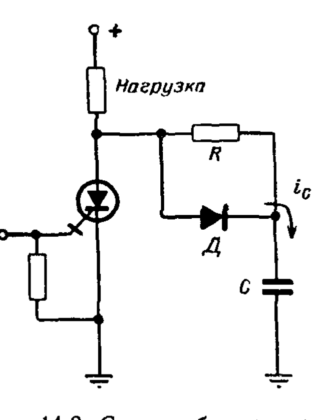


Рис 14-8 Схема, облегчающая запирание ДОТ.

14-5. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДВУХОПЕРАЦИОННЫХ ТИРИСТОРОВ

14-5-1. Высоковольтный триггер

На рис 14-9 показан принцип использования ДОТ в схемах, аналогичных двустабильным (триггерным) схемам на однооперацио-

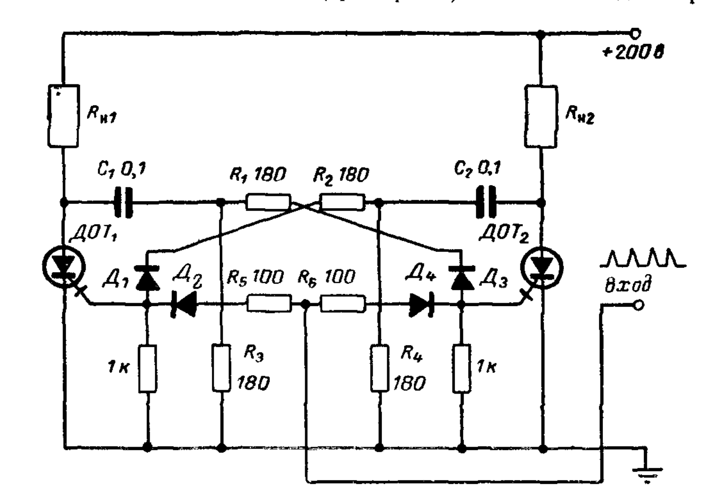


Рис 14-9. Триггер на двухоперационных тиристорах $R_{н1}$, $R_{н2}$=200 *ом*.

онных тиристорах с конденсаторной коммутацией. Переброс схемы и переключение тока от одной нагрузки к другой происходят при подаче очередного положительного пускового импульса, прикладываемого на общий вход. Допускается работа при частоте свыше 10 *кгц*. Подобный триггер за счет изменения отдельных элементов может быть приспособлен для работы в весьма широком диапазоне токов и напряжений нагрузки.

Предположим, что $ДОТ_1$ проводит ток нагрузки, а $ДОТ_2$ заперт. Конденсатор C_2 заряжается до напряжения питания через $R_{н2}$ и резистор R_4. Когда $ДОТ_2$ отпирается следующим положительным пусковым импульсом, подаваемым через R_6 и $Д_4$, на управляющий электрод $ДОТ_1$ от конденсатора C_2 прикладывается отрицательный импульс и $ДОТ_1$ запирается. Амплитуда отрицательного управляющего тока ограничивается резистором R_2. Когда $ДОТ_1$ вновь отпирается, заряд, накопленный конденсатором C_1, вызывает отрицательный импульс тока в цепи управляющего электрода $ДОТ_2$ и последний запирается.

14-5-2. Генератор мощных импульсов, например, для управления силовыми тиристорами

Триггерная схема на рис. 14-9 при некотором ее изменении может быть использована в качестве генератора управляющих импульсов для тиристоров в инверторах или в других устройствах, где требуются импульсы с относительно большой мгновенной мощностью. На рис. 14-10 показана схема, обеспечивающая на выходе положительный импульс уже при включении питания. С каждой из четырех выходных обмоток можно снимать импульсы тока свыше 1 *а* при сопротивлении нагрузки 10 *ом*. Время нарастания выходного импульса равно примерно 1 *мксек*, а ширина импульса около 20 *мксек;* схема может работать при частотах до 10 *кгц*.

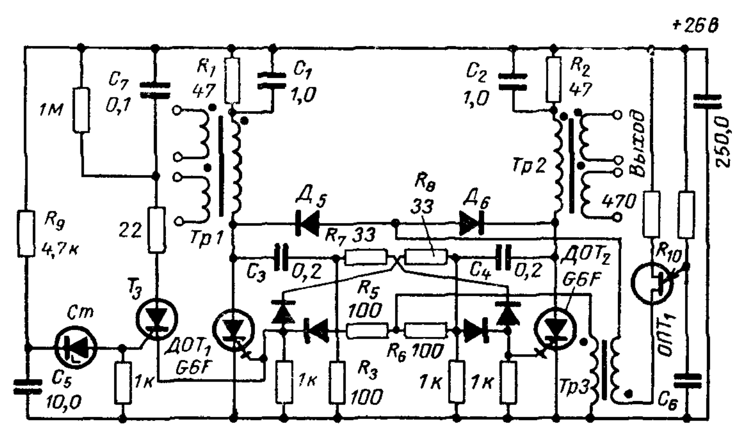


Рис. 14-10. Триггерная схема на ДОТ для управления силовыми тиристорами.

Принцип работы схемы аналогичен принципу работы схемы на рис. 14-9. При каждом отпирании $ОПТ_1$ состояния обоих *ДОТ* изменяются. Когда отпирается $ДОТ_1$ или $ДОТ_2$ в первичных обмотках трансформаторов $Тр_1$ или $Тр_2$, возникает импульс тока, равный току заряда конденсаторов C_1 или C_2 соответственно. Аналогичные импульсы появляются в виде выходных сигналов во вторичных обмотках *Тр1* и *Тр2*. Получение выходного импульса при включении питания происходит следующим образом: вначале $ДОТ_1$ и $ДОТ_2$ заперты, оба диода $Д_5$ и $Д_6$ имеют обратное напряжение, междубазовый ток однопереходного триода протекать не может, и ОПТ также заперт. В это время происходит заряд конденсатора C_5 через резистор R_9. Как только напряжение на конденсаторе C_5 превысит пороговое напряжение стабилитрона *СТ*, тиристор T_3 откроется и ток заряда конденсатора C_7 вызовет отпирание $ДОТ_1$. После этого междубазовый ток *ОПТ* сможет проходить через $Д_5$ и открытый $ДОТ_1$; в дальнейшем запуск триггерной схемы происходит от ОПТ.

14-5-3. Кольцевой счетчик

В схеме кольцевого счетчика на рис. 14-11 используются три ДОТ; счетчик служит для переключения трех ламп накаливания. Могут быть использованы и другие типы нагрузки и по желанию добавлены дополнительные ячейки счетчика. Так, по аналогичному принципу может быть создан десятиячейковый (декадный) счетчик, использующий 10 ДОТ и 10 ламп накаливания для прямого цифрового отсчета.

Когда впервые к счетчику подается питание, ни один ДОТ не отпирается. Чтобы запустить схему, замыкают кнопку *Пуск,* при этом отпирается $ДОТ_1$ и напряжение прикладывается к первой нагрузке $Л_1$. На диодах $Д_4$ и $Д_6$ при этом действует обратное напряжение, равное полному питающему напряжению, а на диоде $Д_5$ — обратное напряжение меньше 2 *в*.

Если теперь на вход счетчика будет подан положительный импульс, имеющий амплитуду более 4 *в*, но менее напряжения питания, то диоды $Д_4$ и $Д_6$ останутся запертыми и импульс на управляющие электроды $ДОТ_1$ и $ДОТ_3$ не пройдет, но через диод $Д_5$ и конденсатор C_2 импульс будет передан к управляющему электроду $ДОТ_2$. При отпирании $ДОТ_2$ ранее открытый $ДОТ_1$ выключается отрицательным импульсом, подаваемым на его управляющий электрод через C_5, R_7 и диод $Д_1$. От следующего входного импульса откроется $ДОТ_3$, а $ДОТ_2$ запрется и т. д.

14-5-4. Быстродействующий привод электромагнита

Схема на рис. 14-12 иллюстрирует возможность использования *ДОТ* типа G-6 для коммутации электромагнита в быстродействующем считывающем механизме вычислительного (или подобного) устройства. Так как в таких случаях основным показателем является скорость срабатывания, то нагрузочный соленоид перевозбуждают на короткое время, подключая его к шине высокого напряжения, и

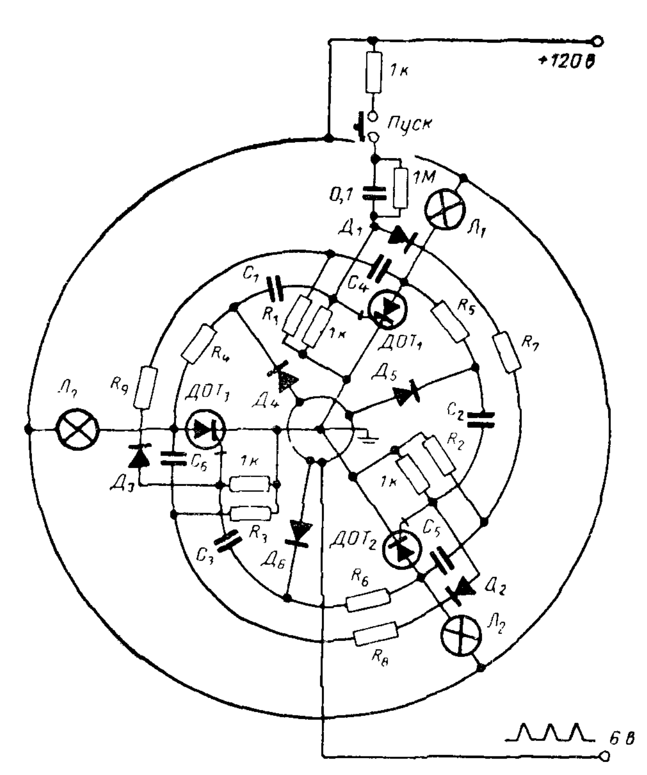


Рис. 14-11. Кольцевой счетчик на ДОТ (регистр сдвига).

C_1, C_2, C_3 — 0,05 *мкф*, 200 *в*, C_4, C_5, C_6 — 0,02 *мкф*, 200 *в* R_1- R_3 — 1 *ком*, 0,5 *вт*, R_4—R_6 — 100 *ком*, 0,5 *вт*; R_7—R_9 — 1,2 *ком*, 0,5 *вт*. *ДОТ*$_1$, *ДОТ*$_2$, *ДОТ*$_3$ — типа G-6G

сразу отключают во избежание его перегрева. Тиристоры серии G-6 обладают необходимой для выполнения данной задачи скоростью коммутации и рассчитаны на достаточно высокое напряжение. Короткий положительный импульс управляющего тока отпирает ДОТ, и к нагрузке прикладывается напряжение питания. Конденсатор C_1 шунтирует нагрузку для пускового импульса. Так как сразу после отпирания ДОТ напряжения его катода и управляющего электрода нарастают до потенциала $+E$, то диод $Д_2$ отключает источник входных импульсов от управляющего электрода. Тиристор *T* отпирается пусковым импульсом несколько позднее, управляющий электрод *ДОТ* при этом соединяется с землей через ограничивающее сопротивление R_1, ток в цепи катода *ДОТ* мгновенно изменяет направление, и *ДОТ* запирается. Ограничитель напряжения $Д_3$ типа «тиректор» служит для снижения всплесков напряжения на зажимах соленоида

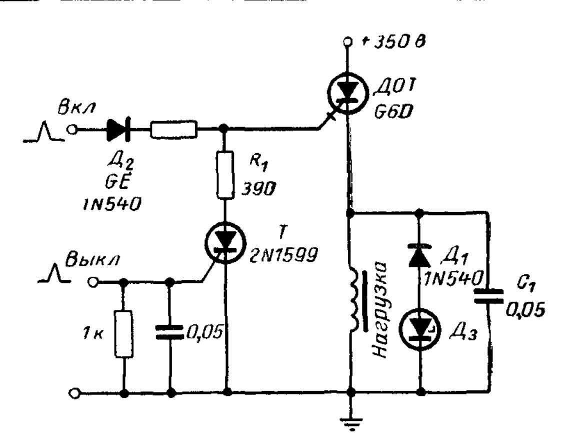


Рис. 14-12. Высокоскоростной привод соленоида.

до приемлемого уровня, обеспечивая одновременно время для возврата соленоида в исходное положение. Время нарастания и спада тока нагрузки значительно менее 1 *мсек*.

14-5-5. Генератор пилообразных колебаний

На рис. 14-13 приведена схема высоковольтного генератора пилообразных колебаний. При включении напряжения питания ДОТ отпирается. Так как напряжение на зажимах конденсатора возрастает выше порогового напряжения стабилитрона *Ст*, то управляющий электрод ДОТ получает обратное напряжение, ток в цепи управляющего электрода изменяет свое направление и ДОТ запи-

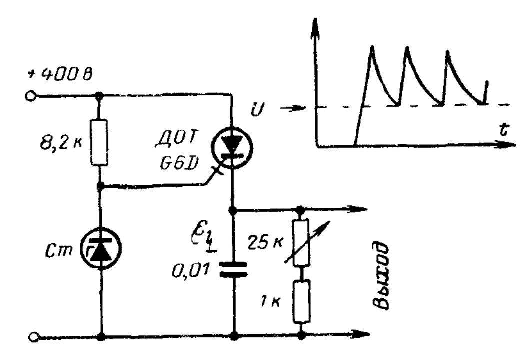


Рис. 14-13. Генератор пилообразного напряжения.

рается Затем конденсатор разряжается резистором нагрузки, если таковая имеется. ДОТ снова отпирается, когда напряжение на зажимах C_1 станет значительно ниже порогового напряжения стабилитрона. Затем цикл будет повторяться.

14-5-6. Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения 200/24 *в*

Для использования в понижающих преобразователях постоянного напряжения в постоянное ДОТ являются весьма подходящими приборами. Высокое допустимое напряжение позволяет работать от высоковольтных источников питания постоянного тока; частота коммутации может быть выбрана достаточно высокой, что существенно с точки зрения снижения габаритов трансформатора. В схеме такого преобразователя на рис. 14-14 использована комбинация ДОТ, работающего в качестве первичного коммутирующего и регулирующего элемента, и силового кремниевого транзистора, образующих экономичный стабилизированный источник питания с выходным напряжением 24 *в*, питаемый от нестабилизированного напряжения 200 *в*. Данная схема благодаря малому весу, небольшим размерам и высокому к. п. д. может быть применена как источник питания в вычислительных устройствах, в бортовых системах электроснаб-

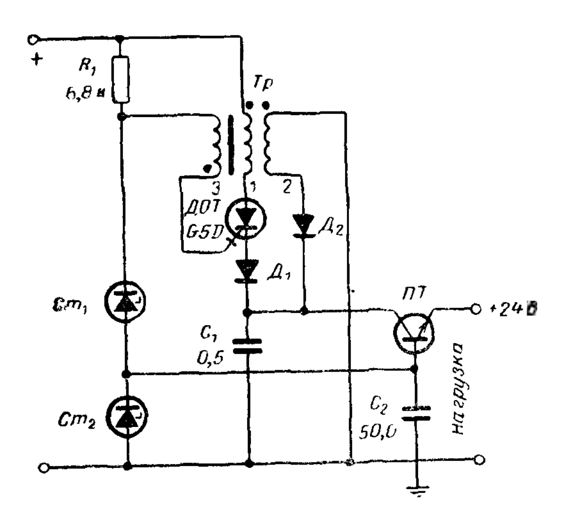


Рис. 14-14. Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения. Напряжение питания от 100 до 200 *в*. Трансформатор *Тр* выполнен на тороидальном ферритовом сердечнике сечением 1,6 *см*^{2} с воздушным зазором 0,08 *мм* и имеет обмотки $w_1=w_2=250$, $w_3=20$.

жения на ракетах и на самолетах, в лабораторных и различных промышленных устройствах.

При подаче питания ДОТ получает положительный управляющий импульс через резистор R_1. Когда ДОТ начинает отпираться, ток в обмотке *1* трансформатора *Тр* наводит в обмотке *3* в цепи управляющего электрода дополнительный положительный импульс, ускоряющий отпирание ДОТ и уменьшающий потери в нем на коммутацию. При отпертом ДОТ конденсатор C_1 заряжается до питающего напряжения, причем зарядный ток ограничивается индуктивностью первичной обмотки *Тр*. Когда напряжение на зажимах C_1 нарастает выше суммарного порогового напряжения стабилитронов $Ст_1$ и *Ст*, управляющий электрод ДОТ получает обратное напряжение и в его цепи возникает обратный управляющий ток. Время запирания ДОТ снижается за счет отрицательного импульса, наводимого в обмотке *3* спадающим анодным током, протекающим по первичной обмотке трансформатора. При полном запирании ДОТ энергия, накопленная ранее в индуктивности первичной обмотки *Тр*, передается в конденсатор C_1 через обмотку «сброса» *2* и диод $Д_2$. Затем наряжение на зажимах C_1 начинает снижаться за счет разряда его на внешнюю нагрузку. Когда напряжение конденсатора спадает ниже порогового напряжения стабилитронов, опять возникнет положительный управляющий ток, ДОТ откроется и цикл повторяется. Диапазон изменения напряжения на C_1 составляет 28—45 *в*. Эти пульсации напряжения сглаживаются транзистором *ПТ*, который, будучи включен как эмиттерный повторитель, обеспечивает также низкое выходное сопротивление преобразователя.

При изменении входного напряжения от 100 до 200 *в* и (или) при изменениях тока нагрузки в пределах от 0 до 100 *ма* колебания выходного напряжения не превышают 3%. Действующее значение напряжения пульсаций на выходе при полной нагрузке менее 300 *мв*. Полный к. п. д. схемы около 50%. Большая часть потерь обусловлена сопротивлением R_1, которое должно обеспечить отпирающий ток управляющего электрода ДОТ при самом низком предполагаемом питающем напряжении. Для повышения к. п. д. при других питающих напряжениях R_1 должно выбираться с таким расчетом, чтобы ток в цепи управляющего электрода ДОТ был бы равен 10 *ма*.

14-5-7. Высокочастотный прерыватель

Схема прерывателя, показанная на рис. 14-15, характеризуется гибкостью и просто-

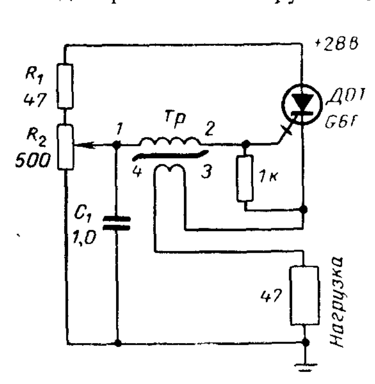


Рис 14-15. Высокочастотный прерыватель.

Трансформатор *Тр* имеет обмотки $w_{1-2}=120$, $w_{3-4}=5$.

той. При подаче напряжения питания ДОТ остается запертым до тех пор, пока вольт-секундный интеграл на зажимах обмотки *1—2* трансформатора *Тр* не вызовет насыщения сердечника. После насыщения *Тр* напряжение на обмотке снижается и через R_1 и R_2 проходит положительный управляющий ток, вызывающий отпирание ДОТ. Обмотка *3—4* обеспечивает регенеративный процесс, ускоряющий отпирание ДОТ. Когда ДОТ открыт, напряжение на зажимах обмотки *1—2* изменяет свое направление, так как управляющий электрод и катод тиристора находятся под потенциалом +28 *в*, поэтому *Тр* выходит из насыщения. ДОТ проводит ток нагрузки, пока *Тр* не насытится в обратном направлении. Тогда возникает импульс отрицательного управляющего тока, и ДОТ запирается. Время открытого состояния определяется уставкой потенциометра R_2. Кроме того, к *Тр* может быть добавлена третья обмотка, позволяющая электрическим путем регулировать скважность. При протекании в такой управляющей обмотке постоянного тока в одном направлении длительность открытого состояния будет увеличиваться, ток управления в противоположном направлении будет сокращать рабочий интервал. Прикладывая к управляющей обмотке переменный ток, можно модулировать среднее значение тока нагрузки. С элементами, показанными на рис. 14-15, схема может работать при частотах примерно до 100 *кгц*.

14-5-8. Генератор импульсов высокого напряжения

Схема на рис. 14-16 может быть использована в качестве высоковольтного генератора импульсов (например, в системе зажигания автомобильного двигателя) или в качестве повышающего трансформатора постоянного тока в постоянный. Принцип действия следующий: если смещение на базе транзистора *ПТ* таково, что он открыт, через R_1 проходит ток, отпирающий ДОТ. При этом токи в первичной обмотке повышающего трансформатора *Тр* и в дросселе L_1 начинают нарастать. Когда *ПТ* запирается, ток, проходящий по L_1, перебрасывается в цепь управляющего электрода и ДОТ запирается. Это вызывает появление во вторичной обмотке *Тр* импульса высокого напряжения, имеющего форму демпфированных высокочастотных колебаний, частота которых определяется параметрами *Тр* и емкостью конденсатора C_1. При необходимости выходной сигнал может быть выпрямлен и сглажен.

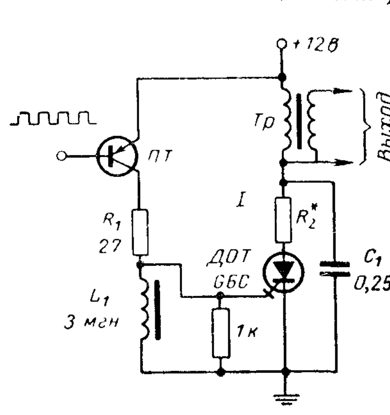


Рис. 14-16. Генератор высоковольтных импульсов.

Резистор R^*_2 подбирается для получения амплитуды тока I=2 *а*. В автомобильных системах зажигания повышающий трансформатор заменяется специальной катушкой зажигания с уменьшенной индуктивностью.

14-5-9. Мультивибратор на ДОТ и ОПТ

В схеме на рис. 14-17,*а* использована комбинация ДОТ—ОПТ для создания мультивибратора с достаточно высокой мощностью на выходе. С анода ДОТ могут быть сняты прямоугольные импульсы тока с максимальной амплитудой до 2 *а*; выходной сигнал с меньшей мощностью может быть получен от второй базы ОПТ. При показанных на рис. 14-17,*а* параметрах мультивибратор работает с частотой примерно 1 *гц* и скважностью около *2*, но рабочая частота может лежать в пределах от 0,1 *гц* до 1 *кгц*; скважность также может изменяться.

Когда включается питание, управляющий ток ДОТ проходит через R_1, C_1 и R_2. При открытом ДОТ конденсатор C_1 через R_1 и управляющий переход заряжается (плюс на правой обкладке) до напряжения E_1. Когда напряжение на C_1 достигает значения, соответствующего максимуму на эмиттерной характеристике ОПТ (точка *2* на рис. 14-17,*б*), ОПТ отпирается и напряжение на его эмиттере падает. Одновременно управляющий электрод ДОТ получает отрицательное смещение, и ДОТ запирается. Теперь конденсатор C_1 перезаряжается через R_2 и участок эмиттер — первая база ОПТ, и потенциал его левой обкладки стремится к величине E_1. На этом интервале ОПТ находится в режиме, характеризуемом точкой *3* на рис. 14-17,*б*, ток его эмиттера представляет сумму тока, проходящего через R_1, и зарядного тока C_1. Когда напряжение на C_1 становится достаточно положительным, чтобы создать прямое напряжение на управляющем электроде ДОТ, возникает прямой управляющий ток ДОТ, ток через C_1 уменьшается, в силу чего ток эмиттера ОПТ также падает и рабочая точка смещается к положению *4* на рис. 14-17,*б*. Это положение нестабильно, ОПТ запи-

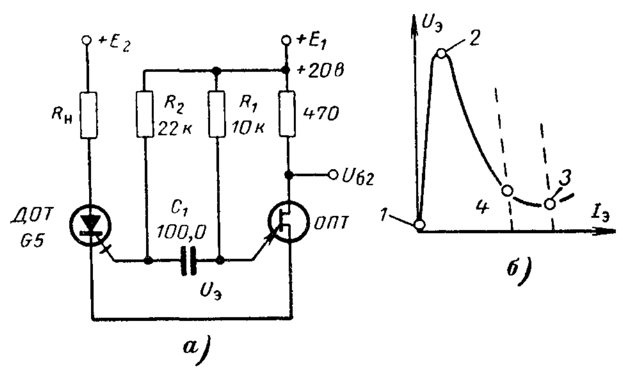


Рис. 14-17. Мультивибратор на ДОТ и ОПТ. Питание анодной цепи ДОТ может производиться от общего источника E_1 или при необходимости от отдельного источника E_2. Нагрузка $R_н$ может быть рассчитана на ток до 2 *а*.

а — схема; б — эмиттерная характеристика ОПТ.

рается, и его рабочая точка возвращается в положение *1* на рис. 14-17,*б*. Как только ОПТ запирается, ДОТ отпирается. Затем цикл повторяется.

Частота работы схемы обратно пропорциональна емкости C_1. Время запертого состояния ДОТ определяется преимущественно резистором R_1, а время его открытого состояния — резистором R_2. Нагрузка в цепи анода ДОТ незначительно влияет на временные интервалы: с ростом нагрузочного тока увеличивается отрицательный импульс тока в цепи $ДОТ_1$, что увеличивает заряд на C_1 (с полярностью плюс на левой обкладке) и уменьшает время запертого состояния ДОТ. Это влияние можно уменьшить, увеличив емкость C_1.

Раздел пятнадцатый

ЗАЩИТА ТИРИСТОРОВ ОТ ПЕРЕГРУЗОК И ТОКОВ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Удовлетворительная работа тиристоров и оборудования, в котором они применяются, часто зависит в значительной степени от их способности выдерживать без повреждений эпизодически возникающие режимы значительной перегрузки по току. Очевидным, однако не всегда экономичным решением (хотя с понижением стоимости полупроводниковых вентилей реальность такого подхода возрастает) является проектирование преобразователей с таким расчетом, чтобы они могли выдерживать в течение достаточно большого времени наибольшие возможные токи короткого замыкания. Однако это требует, чтобы номинальные параметры полупроводниковых приборов и связанных с ними элементов во много раз превышали параметры, которые требуются для нормальной работы. Если из экономических или иных соображений такое решение оказывается неприемлемым, приходится прибегать к соответствующим системам защиты от сверхтоков.

15-1. ПОЧЕМУ НЕОБХОДИМА ЗАЩИТА?

Система защиты от сверхтоков должна выполнять по крайней мере одну из следующих функций:

1) ограничивать длительность и частоту возникновения перегрузок;

2) ограничивать длительность и величину тока при коротком замыкании;

3) ограничивать длительность и величину аварийных токов, возникающих при пробое вентилей.

Выполнение этих функций необходимо для того, чтобы не только тиристоры и неуправляемые вентили, но также и связанные с ними электрические приборы и монтажные провода не испытывали чрезмерного нагрева и вызванных магнитными полями значительных механических усилий. Стремление использовать системы большой мощности для питания преобразовательных установок часто приводит к очень высоким аварийным токам.

Так как тепловое и электродинамическое действие токов короткого замыкания в элементах схемы с линейными характеристиками пропорционально квадрату тока, то значение соответствующей защиты в подобных «жестких» системах очевидно.

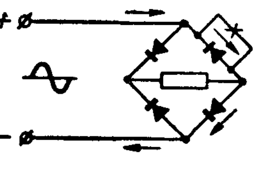


Рис. 15-1. Пробой одного из вентилей в однофазном мостовом выпрямителе. Стрелки показывают направление тока короткого замыкания в неповрежденном и поврежденном вентилях. Нагрузка не ограничивает величину сверхтока.

Повреждение тиристоров, как и неуправляемых вентилей, чаще связано с закорачиванием (пробоем) *p-n*-перехода, чем с разрывом внутренней цепи. Во всех силовых выпрямительных схемах, за исключением простой однополупериодной схемы, такое повреждение элемента вызывает прямое короткое замыкание источника питания через малое прямое сопротивление неповрежденных вентилей в смежных вентильных плечах на время по крайней мере части периода (см. рис. 15-1, где с целью обобщения обозначение неуправляемого вентиля используется и для обозначения тиристора). При этих условиях система защиты должна отключать всю установку от источника питания или изолировать закороченный вентиль с тем, чтобы обеспечить дальнейшую работу системы. Этот вопрос будет подробно рассматриваться ниже.

Трудно давать универсальные рекомендации относительно защиты от сверхтоков, поскольку удовлетворительная работа установки требует в различных областях применения различных уровней надежности. Выбор системы защиты должен основываться на следующих факторах:

1) необходимая степень надежности установки;

2) необходимость или отсутствие необходимости в непрерывной работе установки в случае повреждения отдельных полупроводниковых вентилей;

3) имеет ли место выход вентилей из строя в результате аварий;

4) вероятность коротких замыканий на шинах нагрузки;

5) величина и скорость нарастания тока повреждения.

В зависимости от назначения установки те или иные из этих факторов могут иметь большее или меньшее значение. Например, если количество полупроводниковых вентилей в установке велико или велико количество параллельно включенных вентилей, когда вероятность повреждений отдельных вентилей увеличивается, или если необходимо обеспечить непрерывность работы, то необходима более сложная система защиты. С другой стороны, с целью снижения стоимости и при отсутствии большой необходимости в непрерывной работе может оказаться вполне достаточным применение достаточно быстродействующего плавкого предохранителя на стороне переменного тока. А в некоторых случаях наиболее практичное и экономичное решение может заключаться в расчете и выборе полупроводниковых приборов с таким запасом, чтобы обычные плавкие пре-

дохранители или автоматические выключатели защищали установку от перегрузок или коротких замыканий

Поэтому целесообразно, чтобы не изготовитель полупроводниковых приборов, а проектировщик точно определял, какой уровень защиты необходим для каждой данной установки. Если конкретные требования к установке известны, то изготовитель полупроводниковых вентилей может рекомендовать методы защиты, обеспечивающие выполнение этих требований. Материал, изложенный в настоящем разделе, должен помочь проектировщику в определении требований, предъявляемых к защите, и в выборе удовлетворительных методов обеспечения этих требований.

15-2. ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ ОТ СВЕРХТОКОВ

Основные элементы защиты могут быть разделены на две группы. Первая группа включает в себя те устройства, которые обеспечивают защиту установки посредством прерывания или предотвращения протекания аварийного тока, а вторая — те элементы, которые за счет своего сопротивления ограничивают величину или скорость нарастания аварийного тока.

К элементам первой группы относятся:

1. Автоматический выключатель или плавкий предохранитель в цепи переменного тока, которые отключают всю схему от источника питания.

2. Плавкий предохранитель или автомат, которые отделяют поврежденные вентили.

3. Автоматы или плавкие предохранители в цепи нагрузки, которые при коротком замыкании на выходе или при пробое вентиля отключают данный преобразователь от цепи нагрузки или от параллельных преобразователей, предотвращая протекание обратных токов.

4. Токоограничивающие плавкие предохранители и максимальные автоматические выключатели в цепях тиристоров

5. Устройства, обеспечивающие запирание тиристоров с целью прерывания сверхтока

К элементам второй группы, которые ограничивают величину или скорость нарастания аварийного тока, относятся:

1) внутреннее сопротивление источника питания;
2) внутренние сопротивления трансформатора;
3) индуктивность и сопротивление цепи нагрузки.

В ходе рассмотрения приводимого здесь материала следует помнить, что прерывающие устройства, использующие магнитное поле тока, например соленоиды в быстродействующих автоматах, а также прерывающие устройства, использующие тепловое действие тока, например плавкие предохранители или автоматы с тепловыми расцепителями, реагируют на действующее (или среднеквадратичное) значение тока. Сам полупроводниковый вентиль реагирует в основном на нагрев, однако он обладает нелинейным сопротивлением и его нагрев пропорционален значению тока, промежуточному между действующим и средним значениями. Существенная разница между этими значениями тока в схемах выпрямления особенно важна при согласовании средств защиты друг с другом и с вентилями.

15-3. РАСЧЕТ ТОКОВ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

15-3-1. Сопротивление и мощность короткого замыкания

При расчетах токов короткого замыкания необходимо принимать во внимание по возможности все сопротивления системы, что позволит определить более реально ток короткого замыкания и выбрать тиристоры без излишнего запаса по ударному току.

Последовательные сопротивления трансформаторов и подобных элементов являются преимущественно реактивными, поэтому без большой погрешности их можно суммировать арифметически. Относительное значение реактивного сопротивления (в процентах или в относительных единицах) численно равно падению напряжения (взятому в процентах или долях от номинального напряжения), получающемуся на данном последовательном индуктивном сопротивлении при прохождении через него номинального тока. Сопротивление трехфазной системы равно реактивному сопротивлению одной фазы, умноженному на 3 (в омах, процентах или относительных единицах).

Мощность короткого замыкания представляет собой максимальную мощность, которая может выдаваться системой в режиме короткого замыкания. Таким образом, мощность при коротком замыкании в киловольт-амперах равна:

$$S_{к.з} = \frac{\text{номинальная мощность } (\textit{ква})}{\text{сопротивление короткого замыкания (в относительных единицах)}}.$$

В трехфазных системах полная мощность равна сумме мощностей фаз.

Чтобы было удобнее учитывать влияние последовательных элементов системы (трансформаторов, линии, реакторов и пр.), необходимо выбрать удобную для расчетов базисную мощность и пересчитать процентное значение сопротивления этих последовательно включенных элементов для данной базисной мощности. В качестве базисной мощности обычно удобнее брать номинальную мощность выходного трансформатора (в киловольт-амперах). Процентное базисное значение сопротивления любого другого последовательно включенного элемента вычисляется затем посредством умножения процентного значения сопротивления на отношение базисной мощности к расчетной мощности этого элемента. Все полученные процентные значения сопротивлений складываются с процентным значением сопротивления выходного трансформатора, в результате чего получают процентное значение сопротивления системы.

Например, если высоковольтный выпрямитель с повышающим трансформатором $S=30$ *ква* и сопротивлением короткого замыкания $x_к=20\%$ питается от достаточно мощной сети через два промежуточных трансформатора $S=300$ *ква*, $x_к=4\%$ и $S=50$ *ква*, $x_к=5\%$, то суммарное процентное сопротивле-

ние короткого замыкания всех последовательных трансформаторов (при базовой мощности $S_б = 30$ *ква*) равно

$$\Sigma x_к = 4\frac{30}{300} + 5\frac{30}{50} + 20 = 23,4\%$$

Тогда результирующая мощность короткого замыкания системы будет равна (при переходе от процентного значения сопротивления к относительным единицам)

$$S_{к з} = \frac{30}{0,234} = 128\ ква$$

15-3-2. Ток короткого замыкания

1 Для однофазной системы расчетная мощность нагрузки равна

$$S_н = I_н U_н \cdot 10^{-3}\ ква,$$

где $I_н$ и $U_н$ — действующие значения тока и напряжения

Действующее значение тока короткого замыкания

$$I_{к з} = \frac{S_{к з}}{U_н} \cdot 10^{-3}\ а.$$

Амплитудное значение тока короткого замыкания при установившемся режиме будет

$$I_{к з м} = \frac{\sqrt{2} S_{к з}}{U_н} \cdot 10^{-3}\ а.$$

2. Для трехфазной системы

$$S_н = \sqrt{3} I_н U_{н л}\ 10^{-3}\ ква,$$

где $U_{н л}$ — линейное действующее напряжение

Линейный ток короткого замыкания (а следовательно, и ток короткого замыкания, воспринимаемый выпрямителем)

$$I_{к з} = \frac{S_{к з}}{\sqrt{3} U_{н л}} \cdot 10^{-3}\ а.$$

Амплитудное значение тока короткого замыкания при установившемся режиме равно:

$$I_{к з м} = \frac{\sqrt{2} S_{к з}}{\sqrt{3} U_{н.л}} \cdot 10^{-3}\ а.$$

Каждое из полученных значений тока короткого замыкания должно быть умножено на коэффициент, учитывающий начальный бросок тока и его несимметрию по фазам и равный 1,5 Бросок тока, учитываемый этим коэффициентом, затухает меньше чем за четыре периода, после чего остается только установившийся ток короткого замыкания

Пример Предположим что выпрямитель выполненный по трехфазной мостовой схеме с выпрямленным напряжением 10 *кв* питается от трансформатора мощностью 275 *ква*, имеющего $x_к = 20\%$ ток 20 *а* и линейное напряжение

$$U_л = \frac{10\ 10^{-3}}{1\ 35} = 7\ 400\ в$$

Находим:

$$S_{к з} = \frac{275}{0\ 20} = 1\ 375\ ква,$$

$$I_{к з м} = \frac{\sqrt{2}\ 1\ 375}{\sqrt{3}\ 7\ 400}\ 10^3 = 152\ а$$

С учетом начального броска амплитуда тока короткого замыкания (ударный ток) будет равна

$$I'_{к з м} = 1\ 5\ 152 = 228\ а$$

15-3-3. Учет дополнительных элементов

Если для ограничения тока короткого замыкания требуется дополнительное реактивное сопротивление, то на первичной или вторичной стороне трансформатора необходимо включить последовательные линейные реакторы

Полное реактивное сопротивление трехфазной системы, необходимое для ограничения тока короткого замыкания до допустимой величины (т е допустимого однопериодного ударного тока вентиля), может быть рассчитано по следующему соотношению

$$x^*_{к (треб)} = \frac{1,5\sqrt{2} S_б\ 10^3}{\sqrt{3} U_л I_{ударн}},$$

где $x_к$ — полная реактивность системы в относительных единицах, $S_б$ — базовая мощность, *ква*, обычно за базовую мощность принимают номинальную мощность трансформатора выпрямителя, $I_{ударн}$ — допустимый однопериодный ударный ток вентиля

Общее сопротивление $\Sigma x^*_к$ (в относительных единицах), обусловленное всеми имеющимися в системе элементами, вычитается из найденного выше $x^*_{к(треб)}$ Остаток представляет собой сопротивление, которое должно быть добавлено

$$x_{доб} = x_{к (треб)} - \Sigma x_к.$$

Сопротивление в омах, соответствующее $x^*_{доб}$, и пересчитанное на фазу, может быть вычислено по формуле

$$x_{доб} = \frac{x^*_{доб} U_л^2}{\sqrt{3} S_б \cdot 10^3}.$$

Подобная же методика расчета может использоваться и для однофазных систем, необходимо лишь учесть, что здесь требуется только один последовательный реактор Поэтому

$$x_{доб} = \frac{x^*_{доб} U_л^2}{S_б \cdot 10^3}.$$

Индуктивность линейного реактора равна:

$$L = x_{дроб}/2\pi f.$$

При использовании на выходе выпрямителей фильтров с индуктивным входом дроссель фильтра значительно ограничивает аварийный ток. Влияние его может быть определено, если предположить, что эффективная индуктивность фильтра при коротком замыкании будет составлять по крайней мере 0,25 его нормальной индуктивности. Таким образом, реактивное сопротивление короткого замыкания при частоте 60 *гц* будет равно

$$x_{др} = 0{,}25 \cdot 2\pi f L = 94{,}5L, \ ом.$$

Эквивалентное трехфазное сопротивление в **относительных единицах**, обусловленное дросселем фильтра, равно:

$$x^*_{др} = \frac{x_{др} S_б \cdot 10^{-3}}{U_л^2}.$$

Найденная величина $x^*_{др}$ может быть добавлена арифметически к относительному сопротивлению остальной системы, и полученное суммарное сопротивление использовано при расчете мощности и тока короткого замыкания.

В выпрямительных схемах величина и форма кривой тока короткого замыкания или тока перегрузки изменяются в зависимости от типа схемы, вида повреждения, а также от величины и местоположения сопротивлений схемы. В [Л. 15-1—15-3] приведены аналитические методы расчета токов короткого замыкания для наиболее распространенных схем выпрямления

15-4. СОГЛАСОВАНИЕ ЗАЩИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В зависимости от необходимой степени сложности защиты и от сложности преобразовательных схем последние содержат по одному или более различных прерывающих устройств, перечисленных выше. Действие этих устройств должно быть согласовано с характеристиками вентилей и друг с другом с тем, чтобы обеспечить выполнение всех требований к защите. Плавкие предохранители или автоматы должны прерывать токи короткого замыкания прежде, чем произойдет повреждение вентилей. Для отключения пробитого вентиля от остальной схемы должен сработать лишь плавкий предохранитель или автомат, включенные последовательно с поврежденным вентилем. Остальные плавкие предохранители и автоматы не должны отключаться. С другой стороны, когда происходит короткое замыкание на стороне нагрузки, должны сработать автоматы или плавкие предохранители в основной цепи прежде, чем сработают плавкие предохранители или автоматы, отключающие отдельные вентили. Такое качество называется избирательностью (или селективностью) защиты. Кроме того, перенапряжения, возникающие на вентилях во время действия защитных устройств, не должны превышать допустимого амплитудного импульсного напряжения этих

приборов Более сложные защитные системы должны отвечать дополнительным требованиям согласования. Пример системы защиты и связанная с ней диаграмма согласования, которые будут рассмотрены ниже, иллюстрируют некоторые из основных принципов согласования защиты как от перегрузок, так и от близких коротких замыканий.

При перегрузках выпрямительных или инверторных схем, когда ток ограничивается величиной, которую могут выдержать полупроводниковые вентили приблизительно в течение 50 *мсек*, в качестве защиты могут успешно использоваться обычные прерывающие устройства, как, например, автоматы или плавкие предохранители. Этот вид перегрузки может иметь место, когда дроссель фильтра или «слабая» питающая сеть значительно ограничивают величину или скорость нарастания тока Включив автоматический выключатель или плавкие предохранители на стороне переменного тока перед вентилями, можно использовать такую защиту для отключения всей схемы от источника питания всякий раз, когда ток сети станет превышать заранее установленную величину, приближающуюся к максимальному допустимому значению тока вентилей при данной длительности перегрузки.

Для интервалов времени, превышающих приблизительно 0,001 *сек* после возникновения повторяющейся перегрузки, перегрузочная способность тиристоров для целей согласования защиты определяется с помощью методов, рассмотренных в § 3 6. Если рассматриваемая перегрузка встречается редко (не более 100 раз в течение срока службы оборудования), то можно оценить перегрузочную способность тиристоров для интервалов перегрузки продолжительностью 1 *сек* и менее с помощью кривой ударного однополупериодного тока перегрузки и параметра I^2t для конкретного рассматриваемого типа тиристора

Кривая ударного тока перегрузки выражает зависимость амплитуды однополупериодного выпрямленного тока от количества периодов, в течение которых прибор может выдержать эту перегрузку при максимальных допустимых напряжении, токе и температуре перехода. В схемах, в которых ток через вентили не имеет формы полусинусоидальных волн, кривая тока перегрузки может быть пересчитана с учетом кривой тока в рассматриваемой схеме. Такой пересчет обычной кривой тока перегрузки для различных форм кривой тока или различных значений частоты может производиться приближенным, но при рассматриваемых малых интервалах времени вполне пригодным для практики способом путем сохранения равенства эквивалентного действующего значения тока в течение определенного интервала времени. Например, максимально допустимое значение однополупериодного тока перегрузки для тиристора типа C35 для 10 периодов при частоте 60 *гц* составляет 88 *а*. Для тока однополупериодной формы действующее значение за один период равняется половине амплитудного значения, или 44 *а*. Чтобы эту величину пересчитать к величине среднего тока вентиля в схеме трехфазного моста, питающего индуктивную нагрузку (угол проводимости 120°), следует разделить это действующее значение на $\sqrt{3}$

$$44 : \sqrt{3} = 25{,}4 \ а.$$

Чтобы определить допустимое для 10 периодов значение тока перегрузки для такого моста при использовании вентиля указанного типа, надлежит умножить средний ток вентилей на 3 (т. е. 25,4·3= =76,2 *а*).

15-5. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАЩИТНЫХ ОТКЛЮЧАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Обычные автоматы и плавкие предохранители могут быть рассчитаны для удовлетворительной защиты, когда токи короткого замыкания ограничиваются сопротивлением схемы до величин, не превышающих значения токов через вентили, допустимые в течение времени действия этих защитных устройств. Однако в схемах, требующих точной стабилизации напряжения или высокого к. п. д., как правило, значительные последовательные сопротивления, способные ограничить токи до столь малых величин, не применяются. Когда в схеме без токоограничивающего сопротивления возникает короткое замыкание, то кривая нарастания тока приобретает форму, аналогичную показанной на рис. 15-2 пунктирной линией. Скорость его нарастания ограничивается индуктивностью, которая присуща даже самым «жестким» практическим системам. Если возможный пик тока значительно превышает допустимый ток полупроводникового прибора, то последний будет разрушен до того, как ток достигнет первой максимальной величины. Автоматы и плавкие предохранители обычного типа срабатывают недостаточно быстро. Вместо них используются так называемые «токоограничивающие» плавкие предохранители, которые при больших величинах тока плавятся до достижения максимально возможного значения тока на первом полупериоде. Кроме того, для защиты в таких случаях можно использовать «электронные прерыватели» — схемы типа рассмотренных в § 8-8.

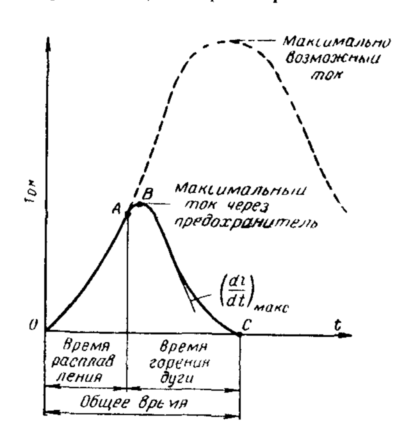


Рис. 15-2. Токоограничивающее действие плавкого предохранителя. Полное время отключения равно сумме времени плавления и времени горения дуги.

Действие типичного токоограничивающего плавкого предохранителя показано на рис. 15-2. Предохранитель плавится в точке *A*. В зависимости от конструкции плавкого предохранителя и схемы ток может продолжать повышаться до точки *B* (максимальный сквозной ток). За этой точкой сопротивление возникшей в предохранителе дуги снижает ток до нуля в некоторой точке *C*. Удовлетворительный токоограничивающий плавкий предохранитель имеет время горения дуги, приблизительно равное времени

плавления вставки. Если плавкий предохранитель слишком быстро прерывает ток повреждения, то высокая скорость изменения тока (di/dt) обусловливает наведение в индуктивностях схемы значительных перенапряжений, которые могут повредить вентили. По этой же причине нецелесообразно использовать предохранители с большим номинальным напряжением, чем напряжение питания. Если номинальное напряжение плавкого предохранителя превышает напряжение в схеме, то может иметь место нежелательное резкое гашение дуги с опасными для вентилей перенапряжениями. Однако отключающая способность плавкого предохранителя должна быть достаточной для отключения возможного в данной схеме максимального тока.

При больших токах короткого замыкания время плавления определяется геометрией плавкой вставки. Температура вставки при прохождении тока короткого замыкания быстро повышается, тепло не успевает рассеяться в окружающую среду и сохраняется в основном в месте выделения, расплавляя элемент плавкого предохранителя. Таким образом, при больших токах короткого замыкания количество энергии, необходимое для расплавления плавкой вставки, оказывается по существу неизменным и не зависящим от величины тока короткого замыкания. При малых перегрузках, т. е. при продолжительном времени плавления, температура повышается медленно и начинает сказываться теплопроводность, в результате чего тепло, выделяемое в плавком элементе, переходит в материал наполнителя, детали крепления вставки и окружающую среду. Поэтому при определении номинального тока предохранителя необходимо учитывать теплоемкость его конструкции.

При больших токах короткого замыкания, когда энергия плавления остается в значительной мере неизменной, величина энергии, необходимой для расплавления плавкой вставки, будет достигнута тем скорее, чем выше ток повреждения. Что касается полного времени срабатывания предохранителя при больших токах короткого замыкания, то так как время горения дуги добавляется ко времени плавления, то значения полного времени срабатывания и времени плавления расходятся. В то же время при длительном плавлении значения полного времени срабатывания предохранителя и времени плавления практически совпадают. Например, если плавкий предохранитель срабатывает в течение 2—3 *сек*, то временем горения дуги, равным 0,25—0,5 периода частоты сети, можно пренебречь.

Так как при коротком замыкании нарастание тока происходит очень быстро и так как в схеме с малым сопротивлением амплитуда тока также велика, то, как правило, дополнительные фазы и ветви схемы очень мало помогают с точки зрения способности схемы выдерживать токи короткого замыкания, поскольку полное повреждение вентиля может произойти до момента коммутации тока на другое вентильное плечо. Для приближенных расчетов можно считать, что в системах с малыми сопротивлениями весь ток короткого замыкания протекает через одно плечо, распределяясь между параллельными элементами лишь этого плеча.

Как токоограничивающие плавкие предохранители [Л. 15-4 и 15-5], так и полупроводниковые приборы с равномерным распределением тока по площади перехода [Л. 15-6 и 15-7] характеризуются

довольно постоянным значением $\int i^2 dt$ за время менее одного периода[1] (i — мгновенное значение тока, t — время). Это благоприятное обстоятельство обеспечивает простой способ координации характеристик токоограничивающих плавких предохранителей и полупроводниковых приборов при таких с трудом определяемых интервалах, как с длительностью менее одного периода. Поэтому при таких длительностях необходимость в расчете токов короткого замыкания с целью координации характеристик защиты обычно отсутствует. Если величина I^2t, необходимая для отключения плавкого предохранителя, ниже, чем допустимая величина I^2t полупроводникового вентиля, соединенного с ним последовательно, то плавкий предохранитель прерывает ток до повреждения вентиля независимо от величины и скорости нарастания тока за время доли периода

Ряд фирм, выпускающих предохранители, сообщает в настоящее время максимальные значения I^2t, вызывающие плавление токоограничивающих предохранителей. Если, однако, номинальное значение I^2t неизвестно, величину I^2t, вызывающую плавление вставки, можно приближенно найти на основании характеристики предохранителя, выражающей зависимость между временем плавления и током. На рис. 15-3 представлены характеристики ряда токоограничивающих плавких предохранителей, изготовленных фирмой Chase-Shawmut Company, Newburyport Massachusetts. Например, I^2t, необходимое для плавления предохранителя, рассчитанного на 30 *а*, можно получить, возведя в квадрат величину тока при 0,01 *сек* и умножив полученный результат на время ($90^2 \cdot 0{,}01$ *сек* $= 81$ $a^2 \cdot$ *сек*). Если для какого-либо конкретного применения особенно важна точная координация характеристик предохранителей, то следует учесть допуски на точность указываемых изготовлением значений тока или времени, которые используются при определении величины I^2t плавления.

У хороших токоограничивающих предохранителей значение I^2t при горении дуги не должно превышать более чем в 2 раза величину, необходимую для плавления вставки, и общее значение I^2t, необходимое для отключения тока, не будет поэтому превышать более чем в 3 раза I^2t плавления В вышеприведенном примере наибольшее возможное I^2t для отключения не превышает $3 \cdot 81 = 243$ $a^2 \cdot$ *сек* для плавкого предохранителя 101 Amp Trap, рассчитанного на 30 *а*. Интересно заметить, что компания Chase Shawmut устанавливает для этого предохранителя 240 $a^2 \cdot$ *сек*

Необходимо подчеркнуть, что подобный способ приближенного подсчета может быть использован только тогда, когда точные значения параметра I^2t изготовители предохранителей не сообщают.

Наименьшее значение I^2t полупроводникового вентиля определяется и сообщается изготовителем. В зависимости от конструкции вентиля этот параметр может изменяться при изменении начальной температуры перехода и может также зависеть от того, прикладывается ли или нет обратное напряжение к вентилю после импульса прямого сверхтока.

Если токоограничивающий плавкий предохранитель, включенный последовательно с первичной обмоткой трансформатора, не-

[1] См. примечание на стр 62 (Прим редакторов перевода)

Рис 15 3 Зависимость времени плавления от тока для плавких предохранителей марки 101Amp-Trap, рассчитанных на токи 1—30 *а* и напряжение 250 *в*.

обходимо координировать с полупроводниковым вентилем, подключенным ко вторичной обмотке, то их параметры должны удовлетворять следующему соотношению:

$$I^2t_{\text{предохр}} \leqslant \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^2 I^2t_{\text{вент}},$$

где U_2 и U_1 — номинальные напряжения вторичной и первичной обмоток трансформатора.

Точно так же значение I^2t для отключения плавкого предохранителя, защищающего группу из N параллельных полупроводниковых вентилей, не должно быть больше, чем умноженная на N^2 величина I^2t для отдельных вентилей, если все параллельные вентили проводят равные токи Если при параллельной работе допустимое значение тока для вентилей понижено с целью компенсировать неравномерности в распределении тока, то взаимосвязь между отключением предохранителя и значением I^2t отдельных вентилей можно выразить следующим образом

$$I^2t_{\text{предохр}} \leqslant I^2t_{\text{вент}} \, [N(1-S)+S]^2,$$

где S — коэффициент, учитывающий снижение допустимого тока для параллельно работающих вентилей (как правило, 0,20).

Включив защитное устройство в линию переменного тока, питающую выпрямитель на управляемых или неуправляемых вентилях, можно обеспечить защиту установки при коротких замыканиях в цепи постоянного тока или при пробое вентилей, если исключена возможность подпитки места короткого замыкания со стороны цепи постоянного тока. Эта подпитка может иметь место в сложных схемах, когда на шины постоянного тока подключены другие источники постоянного тока или когда приходится иметь дело с нагрузкой в виде электродвигателей, конденсаторов или аккумуляторных батарей.

Ниже приведен пример такой защиты по переменному току в цепи без токоограничивающих сопротивлений. В результате действия системы защиты схема отключается и ток прерывается.

15-6. ПРИМЕР ЗАЩИТЫ (ПРИ ОТСУТСТВИИ ТОКООГРАНИЧИТЕЛЬНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ)

Условия применения:

1) источник питания 120 *в*, 60 *гц*;
2) однофазный мост, в котором используются в двух плечах два тиристора типа С35 для фазового регулирования и два кремниевых вентиля типа 1N2156 в двух других плечах (см. рис. 15-4);
3) максимальный длительный ток нагрузки 12 *а*,
4) фильтр с индуктивным входом,
5) сопротивление питающей линии незначительно, возможная амплитуда тока короткого замыкания 1 000 *а*,
6) охлаждение вентилей естественное при максимальной температуре окружающей среды 55° С, каждый вентиль установлен на окрашенной медной пластине размером 102×102 *мм*, толщиной 1,57 *мм*.

Требование к системе защиты. Система должна быть в состоянии защищать вентили от перегрузок, коротких замыканий и при пробое отдельных вентилей. При наличии одного из этих повреждений схема должна выключаться.

Решение. Так как номинальный ток вентиля типа 1N2156 выше, чем тиристора типа С35, как при установившемся режиме, так и в случае перегрузки, то защита, если она соответствующим образом координирована с характеристикой тиристора, будет достаточна также и для неуправляемых вентилей.

Используя данные для тиристора С35, установленного на охлаждающей пластине (см. рис. 3.4), и соотношения в табл. 3.1 (пятая строка) для прямоугольной кривой тока в схеме однофазного выпрямителя с индуктивной нагрузкой, получаем максимально допустимую в тиристоре мощность потерь в установившемся режиме

$$P_0 = \frac{125-55}{\frac{0{,}0083 \cdot 5{,}1}{0{,}0167} + \left(1-\frac{0{,}0083}{0{,}0167}\right)0{,}4-0{,}35+0{,}2} = 27\ \text{вт}. \qquad (15\text{-}2)$$

Согласно справочным данным для С35 эта мощность получается при амплитудном токе 18 *а* или при среднем токе 9 *а* при угле проводимости 180°. При индуктивной нагрузке анодный ток имеет прямоугольную форму, и наибольшее допустимое для установившегося режима действующее значение входного тока моста равно допустимому амплитудному значению тока одного тиристора, т. е. 18 *а*.

Допустим, что режимы короткого замыкания, повреждения или перегрузки накладываются на номинальный режим работы схемы в установившемся

состоянии при токе 12 *а*. Тогда допустимый ток перегрузки вентиля можно рассчитать, пользуясь шестым уравнением из табл. 3.1

$$P_0 = \frac{\theta_{пер} - \theta_в - P_н R_т}{R(t)} + P_н$$

Например, в течение первых 10 *сек* тиристор может рассеять следующую мощность (причем температура перехода не превысит 125° С)

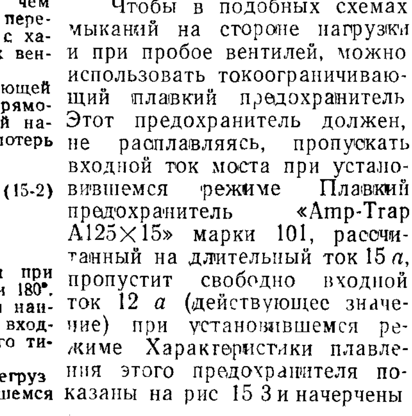
$$P_0 = \frac{125-55-8 \cdot 5{,}1}{2{,}2} + 8 = 21{,}3\ \text{вт}$$

Средний допустимый ток одного прибора 13,3 *а*.
Допустимый ток на выходе моста 2 · 13,3 = 26,6 *а* (действующее значение).

Данные для этого и других режимов, получаемые таким же способом, графически представлены на рис. 15.5. Величина перегрузок, определенных с помощью такого метода, ограничивается температурой перехода не свыше 125° С.

Что касается эпизодических перегрузок, обусловленных случайными короткими замыканиями, пробоем конденсаторов фильтров и т. д., то тиристор согласно его значению I^2t и кривой ударного тока перегрузки может выдержать значительно бо́льшие перегрузки, чем рассчитанные выше. Расчет для отдельных точек можно произвести следующим образом. Для 0,1 *сек* (время, равное шести периодам) амплитудный ток на основании перегрузочной характеристики для тиристора С35 составляет 92 *а*.

Действующее значение тока моста равно $92/\sqrt{2} = 65$ *а*. При меньших длительностях кривая переходит в область, точки которой определяются из значения I^2t (для времен меньше приблизительно 50 *мсек*). Величина I^2t тиристора С35 составляет 75 $a^2 \cdot сек$. Для интервала 0,001 *сек* допустимый ток равняется $\sqrt{75\ a^2 \cdot сек / 0{,}001\ сек} = 274\ a$. Для времен меньше полупериода допустимый ток тиристора и допустимый ток моста одинаковы. Таким образом, при 0,001 *сек* допустимый действующий ток моста также составляет 274 *а*.



Чтобы в подобных схемах обеспечить защиту от коротких замыканий на стороне нагрузки и при пробое вентилей, можно использовать токоограничивающий плавкий предохранитель. Этот предохранитель должен, не расплавляясь, пропускать входной ток моста при установившемся режиме. Плавкий предохранитель «Amp-Trap A125×15» марки 101, рассчитанный на длительный ток 15 *а*, пропустит свободно входной ток 12 *а* (действующее значение) при установившемся режиме. Характеристики плавления этого предохранителя показаны на рис. 15.3 и начерчены

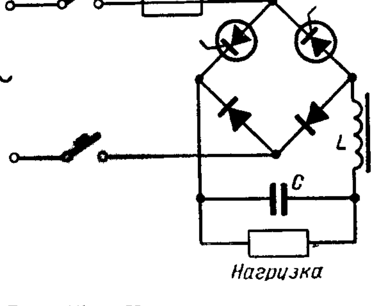


Рис. 15.4. К примеру расчета системы защиты от перегрузок,

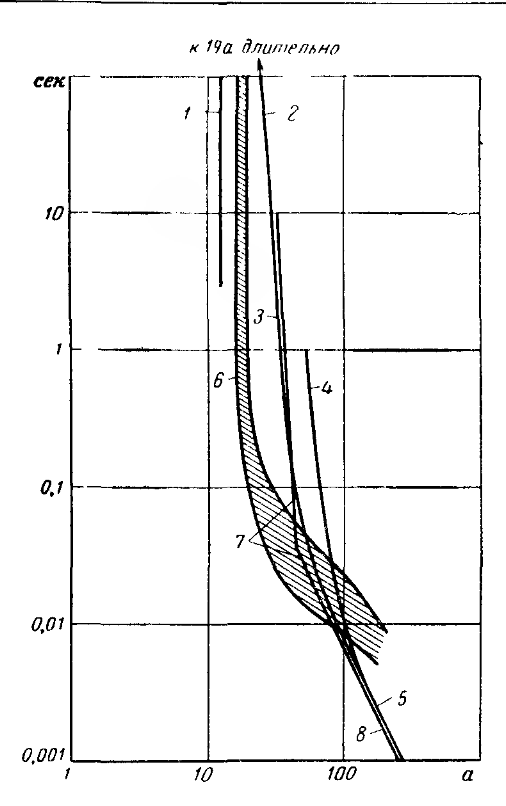


Рис 15-5 График координации, иллюстрирующий защиту тиристоров от перегрузок с помощью плавких предохранителей и автоматических выключателей

1 — линия постоянного тока нагрузки 12 *а*, *2* — кривая допустимого тока для тиристоров С35 при непрерывном режиме, *3* — то же при повторно кратковременном режиме, *4* — то же для однофазного однополупериодного ударного тока, *5* — характеристика для тиристоров С35 при I^2t=const *6* — ампер секундная характеристика выключателя фирмы Хайнеман на 15 *а*, *7* — то же предохранителя Amp Trap 101 A25×15, *8* — характеристика отключения предохранителя при I^2t=const

непосредственно на графике координации защиты на рис 15-5, так как обе кривые выражены в действующих значениях тока Характеристику плавления плавкого предохранителя для времени менее 0,01 *сек* можно определить по номинальному значению I^2t, как указывалось ранее Максимальное I^2t отключения данного плавкого предохранителя составляет 60 $a^2 \cdot сек$ Поэтому, например, для интервала 0,001 *сек* наибольшее действующее значение тока для такого предохранителя равно $\sqrt{60\ a^2\ сек/0,001\ сек} = 245\ a$,

Результаты подобных расчетов для этого предохранителя для интервалов менее 0,01 *сек* нанесены с некоторым запасом на рис 15 5 в виде прямой, проведенной до пересечения с опубликованной изготовителем характеристикой плавления для интервалов времени более 0,01 *сек*

По графику координации видно, что токоограничивающий плавкий предохранитель в цепи переменного тока защищает тиристоры при любом повреждении, величина тока при котором достаточна для того, чтобы за 0,2 *сек* или менее расплавить предохранитель, поскольку точки кривой для него расположены левее точек кривой для вентиля

Кривые на этом графике показывают также, что при интервалах времени более 0,2 *сек* тиристоры могут выйти из строя до того, как отключится плавкий предохранитель Чтобы обеспечить защиту от повреждений при таких меньших токах перегрузки, применяют автоматический выключатель На графике координации показана также характеристика размыкания автоматического выключателя фирмы Хайнеман, рассчитанного на длительный ток 15 *а*

Заштрихованная зона на графике координации показывает, что автоматический выключатель будет срабатывать при любом повреждении, когда величина тока меньше 42 *а* (точка пересечения с кривой плавления предохранителя), но выше 18 *а* (действующие значения) При токе между 42 и 85 *а* будет действовать или плавкий предохранитель или выключатель При токе выше 85 *а* перегорит лишь плавкий предохранитель Следовательно, исправные тиристоры не должны выходить из строя ни при каких обстоятельствах

15-7. ЗАЩИТА БЕЗ ОТКЛЮЧЕНИЯ СХЕМЫ ПРИ ПОВРЕЖДЕНИИ ТИРИСТОРОВ

В предыдущих параграфах и в примере рассматривалась защита тиристора от токов перегрузки и короткого замыкания на выходе, а также от токов короткого замыкания, которые возникают в случае закорачивания другого тиристора или неуправляемого вентиля Защита осуществлялась отключением всего выпрямителя от источника питания

В некоторых случаях, как, например, в ряде применений в военной технике или в промышленных системах, характеризующихся непрерывным процессом, когда требуется высокая надежность, перерыв в работе, вызванный повреждением полупроводникового прибора, недопустим Для обеспечения непрерывной работы в этих условиях необходимо дублирование полупроводниковых приборов и применение устройств для отсоединения поврежденных элементов в случае пробоя полупроводниковых приборов. Установлено, что при выходе из строя тиристоров повреждения можно подразделить на три основные группы:

1 Потеря способности запирать обратное напряжение. В схемах выпрямления это, как правило, вызывает большие токи короткого замыкания

2 Потеря прямой запирающей способности. В схеме выпрямителя это, как правило, приводит к потере возможности управле-

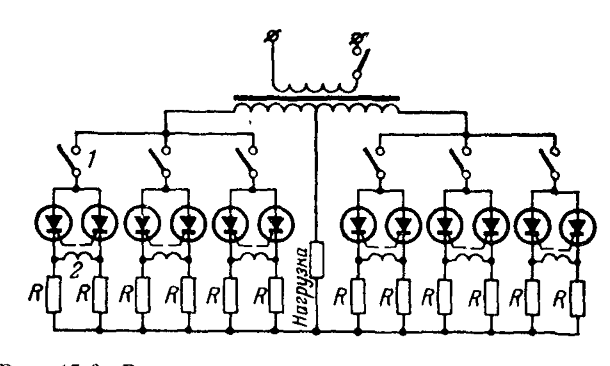


Рис. 15-6 Выпрямитель с параллельным включением тиристоров парами через контакты выключателей для обеспечения непрерывной работы установки.

1 — автоматические выключатели; *2* — обмотки соответствующих расцепителей выключателей

ния выходным напряжением, поскольку тиристор при подаче положительного напряжения сразу переходит в открытое состояние.

3 Нарушение управляемости или потеря способности переключения в прямое проводящее состояние. Это также вызывает потерю возможности управления выходным напряжением, поскольку тиристор остается в отключенном состоянии.

В случае пробоя вентиля повреждения видов 1 и 2 могут иметь место одновременно.

На рис. 15-6 и 15-7 представлены два из возможных методов обнаружения поврежденных приборов и отключения их от схемы,

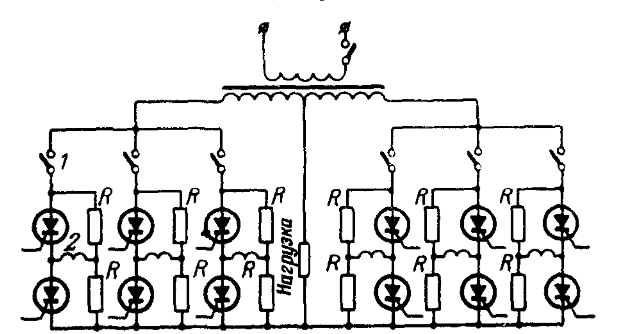


Рис. 15-7. Выпрямитель с включением тиристоров последовательно по два через контакты выключателей для обеспечения непрерывной работы установки.

1 — автоматические выключатели; *2* — обмотки соответствующих расцепителей выключателей

при которых не нарушается процесс управления мощностью, подводимой к нагрузке. На рис. 15-6 показан однофазный выпрямитель с фазовым управлением, выполненный по схеме с выводом нулевой точки трансформатора, в каждом плече которого включено по несколько приборов, попарно подобранных для параллельной работы.

Последовательно с каждым тиристором включено по небольшому сопротивлению R. Величина R выбирается так, чтобы ограничить ток через неповрежденные тиристоры, если один из них теряет запирающую способность в обратном направлении. Последовательно с каждой парой тиристоров включены контакты автоматического выключателя. Расцепляющая катушка каждого выключателя включена в диагональ моста, который образуется данной парой тиристоров и их соответствующими последовательными сопротивлениями R. Когда оба тиристора в паре работают нормально, мгновенные значения тока, проходящего через них и их последовательные сопротивления, равны между собой, и поэтому через катушку расцепителя автоматического выключателя ток не проходит. Если один из пары тиристоров получит одно из вышеперечисленных повреждений, то токи будут неравными. При этом возникнет ток через катушку, которая разомкнет последовательно присоединенные контакты и изолирует эту пару тиристоров от основной схемы. Если оставшиеся в этом плече тиристоры могут работать при полном токе нагрузки, схема может действовать неограниченно долго. Автоматические выключатели можно также использовать для приведения в действие сигнальной или нумераторной схемы, предупреждающей оператора о повреждении, так что он сможет заменить поврежденный тиристор немедленно или когда установка будет отключена с целью ремонта

Схема, показанная на рис. 15-7, более экономична, чем схема на рис. 15-6, в случаях, когда требуются высокие выходные напряжения, а не большие токи. В этой схеме тиристоры сгруппированы в последовательно соединенные пары, что и обеспечивает возможность работы при более высоких напряжениях. Сопротивления R соединены параллельно с каждым прибором; это помогает распределению напряжения и позволяет создать вместе с парой тиристоров четырехплечий мост, в диагональ которого включается катушка расцепителя автоматического выключателя. Если оба тиристора функционируют нормально, то через катушку проходит лишь разность токов утечки обоих приборов. В случае повреждения одного из тиристоров вследствие одной из перечисленных выше причин через расцепляющую катушку проходит значительный ток, в результате контакты автоматического выключателя отключаются и эта пара приборов отсоединяется от схемы. Чтобы катушка надежно «чувствовала» разницу между нормально протекающим через нее разностным током утечки и током, который возникает в результате повреждения, может оказаться необходимым несколько уменьшить величину каждого сопротивления R по сравнению с величиной, которая достаточна для равномерного распределения напряжения между тиристорами.

Для обеспечения правильной работы схем защиты, представленных на рис. 15-6 и 15-7, необходимо, чтобы:

1. Ни один из автоматических выключателей, последовательно соединенных с тиристорами, не размыкался при перегрузках по току или при внешних коротких замыканиях. Отдельная защита в цепи переменного или постоянного тока должна отключать нагрузку от источника питания при подобных явлениях.

2. Тиристоры и контакты автоматических включателей так были выбраны по току, чтобы обеспечить пропускание максимального тока нагрузки после отключения одной из параллельных ветвей от цепи вследствие срабатывания в этой ветви автоматического выключателя.

3 При отключении какой-либо пары тиристоров контакты выключателя прерывали ток с такой малой скоростью, чтобы индуцированное напряжение $L\ di/dt$ не превышало наибольшего допустимого импульсного напряжения тиристоров, соединенных параллельно с этой парой. В случае возникновения перенапряжений их можно уменьшить до допустимой величины с помощью тех или иных методов, рассматриваемых в разд. 16.

В некоторых случаях может быть достаточной защита лишь против возможности повреждения вентилей за счет потери одним из них способности запирать обратное напряжение (т. е при пробое). В этом случае в схеме можно использовать токоограничивающие плавкие предохранители в каждой из параллельных ветвей, подобно тому как это делается для защиты в схемах с неуправляемыми вентилями При применении этого вида защиты предполагается, что удовлетворительная работа может быть обеспечена по крайней мере временно при оставлении в схеме тиристоров, которые вышли из строя в результате повреждений, указанных в пп. 2 и 3 на стр. 371.

15-8. ЗАЩИТА ОТ СВЕРХТОКОВ ПУТЕМ ЗАПИРАНИЯ ТИРИСТОРОВ

В многих схемах с фазовым управлением и инверторных схемах тиристоры и другие элементы цепи можно защитить от сверхтоков путем прекращения подачи управляющих импульсов при возникновении в схеме сверхтоков В системе с фазовым управлением это приведет к прекращению протекания сверхтока за время одного полупериода после того, как будет прекращена подача отпирающих импульсов, так как обратное напряжение в момент коммутации очередного вентиля выключит протекающий через него ток повреждения. В схемах автономных инверторов с принудительной коммутацией, питаемых от источника постоянного тока, подача отпирающих сигналов должна быть прервана в то время, когда ток повреждения еще достаточно мал и может коммутироваться элементами схемы.

На рис. 15-8 показана типовая выпрямительная схема с фазовым регулированием напряжения и блокировкой отпирающих импульсов, которая рассматривалась в § 12-5-6 (рис 12-13). При нормальной работе однопереходный триод $ОПТ_3$ генерирует управляющие импульсы, которые подаются к управляющим электродам T_1 и T_2 через импульсный трансформатор $Тр_2$. Угол отпирания тиристоров и, следовательно, среднее значение напряжения на нагрузке

регулируются цепью обратной связи, включающей дифференциальный усилитель на транзисторах $ПТ_1$ и $ПТ_2$, который изменяет высоту пьедестала в кривой напряжения на конденсаторе C_5. $ОПТ_4$, тиристор T_3, резистор R_{21}, с которого снимается сигнал, пропорциональный току нагрузки, и другие дополнительные элементы введены в схему для защиты от сверхтоков.

При нормальной работе напряжение на эмиттере $ОПТ_4$ немного меньше значения, при котором этот ОПТ отпирается; это достигается подбором положения движка потенциометра R_{18} «уставка тока отключения» При перегрузке возрастающее падение напряжения на R_{21} понижает потенциал базы *1* $ОПТ_4$, уменьшая тем самым величину эмиттерного напряжения, при котором этот ОПТ отпирается Поэтому при перегрузках $ОПТ_4$ отпирается и отпирает тиристор T_3, который через диод $Д_9$ закорачивает базу *2* $ОПТ_3$ на землю. В результате работа релаксационного генератора на $ОПТ_3$ срывается и подача управляющих импульсов на тиристоры T_1 и T_2 прекращается. T_3 остается в проводящем состоянии и, следовательно, напряжение на выходе выпрямителя отсутствует, пока не будет нажата кнопка *Сброс*.

Аналогичные защитные устройства с блокировкой управляющих импульсов тиристоров можно использовать и в других случаях, когда скорости нарастания тока при повреждении относительно невелики и когда имеются средства коммутации, обеспечивающие спад этого тока к нулю.

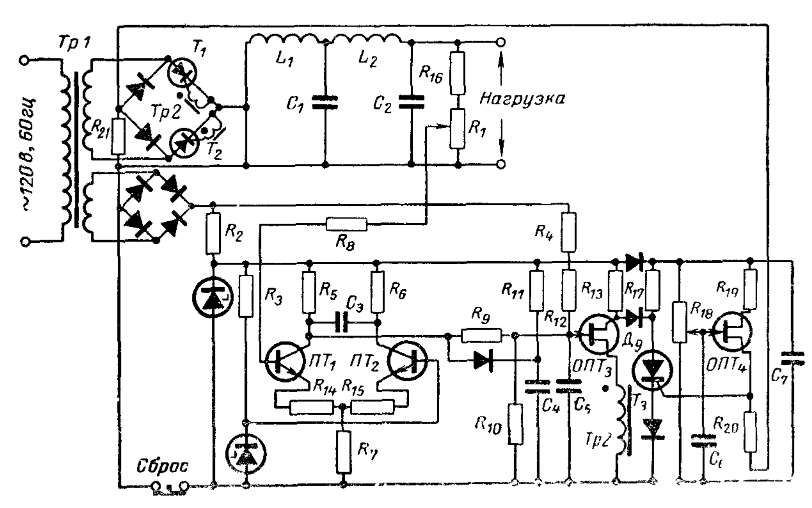


Рис. 15-8. Выпрямитель с фазовым управлением и защитой от сверхтоков путем снятия управляющих импульсов.

T_3 — типа C106Y, $ОПТ_4$ — типа 2N2646, R_{17} — 330 *ом*, R_{18} — 1 *Мом* 2 *вт* (уровень тока отключения), R_{19} — 1 *ком*, 0 5 *вт*, R_{20} — 22 *ом*, 0,5 *вт*, R_{21} — 0,007 *ом*, 5 *вт*, C_6 — 0,04 *мкф*, C_7 — 100 *мкф*, 30 *в*, остальные элементы — см рис 12 13.

15-9. СТАТИЧЕСКИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ И ТОКООГРАНИЧИВАЮЩИЕ КОНТАКТНЫЕ ОТКЛЮЧАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Для защиты от сверхтоков также могут быть использованы статические полупроводниковые (бесконтактные) выключатели и контактные отключающие устройства. Некоторые из возможных схем этого типа рассмотрены в разд. 8. Для очень быстродействующей защиты от сверхтоков могут быть применены тиристорные короткозамыкатели по типу схемы на рис. 8-16, шунтирующие цепь нагрузки спустя несколько микросекунд после возникновения аварийного режима. Последующее отключение тока короткого замыкания осуществляется обычными средствами, такими, как автоматические выключатели или плавкие предохранители.

Раздел шестнадцатый

ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ В СХЕМАХ С ТИРИСТОРАМИ

На протяжении первых лет своего развития полупроводниковые приборы заслужили репутацию элементов, весьма чувствительных к перенапряжениям, возникающим в схемах, в которых они применяются. Этот недостаток усугублялся относительно более низкими допустимыми напряжениями полупроводниковых вентилей по сравнению с вакуумными или газоразрядными. Однако в дальнейшем был достигнут определенный прогресс в части уменьшения чувствительности многих видов полупроводниковых приборов к перенапряжениям. Допустимое амплитудное напряжение современных высококачественных силовых диодов и тиристоров достигает несколько тысяч вольт. Многие виды полупроводниковых приборов в настоящее время значительно меньше подвержены повреждениям из-за перенапряжений, заметно превышающих нормальный рабочий уровень напряжения, что достигнуто за счет усовершенствования их конструкции, технологии изготовления, методики испытаний и методики определения допустимых параметров.

В отношении их работоспособности в условиях перенапряжений современные силовые полупроводниковые приборы могут быть разделены на следующие три группы.

1. Приборы, повреждаемые за счет перенапряжений с малой энергией, превышающих допустимое амплитудное напряжение. Эта категория является наиболее массовой, и к ней относится большинство приборов, выпускаемых промышленностью. Пробой таких приборов происходит на весьма малой площадке по сравнению со всей поверхностью *p-n*-перехода. Поэтому у приборов этого вида обычно величина перенапряжения, вызывающего повреждение в течение очень короткого интервала порядка нескольких микросекунд, лишь незначительно превышает напряжение, длительно выдерживаемое в запирающем направлении. Обычные диоды и тиристоры, выпускаемые фирмой Дженерал Электрик, имеют максимально допустимое неповторяющееся обратное напряжение длительностью 0,25 периода, превышающее на 10—50% (в зависимости от типа) допустимое повторяющееся напряжение. Такой запас является весьма полезным при разработке надежных схем с использованием приборов этого типа.

2. Приборы, которые при перенапряжениях в запирающем направлении могут безболезненно рассеивать значительную энергию. Представителями этой категории являются силовые диоды с контролируемым лавинообразованием (так называемые лавинные вентили), описанные в § 16-3-4, и стабилитроны.

3. Приборы, которые при воздействии чрезмерного напряжения безболезненно переключаются в проводящее состояние. Типичными представителями этого вида являются двунаправленные тиристоры (триаки) и переключающие приборы, подобные кремниевому двустороннему ключу (КДК) и диодному тиристору (переключающему диоду). Как указано в разд. 3, прямая ветвь вольт-амперной характеристики обычного триодного тиристора также обеспечивает его самозащиту от перенапряжений в прямом направлении за счет его отпирания по аноду, за исключением тех тиристоров, для которых указывается предельно допустимое прямое напряжение $U_{\text{пр доп}}$. Тиристоры последнего типа, имеющие весьма большие напряжения переключения, могут быть повреждены до того, как прямое анодное напряжение достигнет напряжения переключения. Приборы, относящиеся к третьей категории, хотя и не повреждаемые при воздействии перенапряжений, могут оказаться нежелательными элементами в схеме, если их срабатывания, вызванные перенапряжениями, приводят к неправильной работе всей системы. Такие ложные срабатывания могут быть также обусловлены первой производной от импульсных перенапряжений, т. е. так называемым «эффектом du/dt» (см. § 3-11).

Таким образом, перенапряжения могут весьма сильно влиять на правильную и надежную работу вентильных устройств, поэтому понимание причин появления перенапряжений и знание способов их снижения необходимы для оптимального использования неуправляемых вентилей и тиристоров.

16-1. ВОЗМОЖНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

При последующем рассмотрении перенапряжениями будут считаться такие значения напряжений, которые превышают нормально допустимые максимальные значения напряжения, прикладываемого к вентилю в повторяющемся режиме. В большинстве обычных схем выпрямления, питаемых от сети переменного тока, максимальное обратное напряжение на вентиле равно амплитуде линейного напряжения питающей сети. В инверторных схемах и в других схемах прерывателей постоянного тока повторяющееся максимальное обратное напряжение тиристора определяется параметрами схемы и должно определяться в каждом случае отдельно. Как прямое, так и обратное напряжения могут значительно изменяться при нормальной работе схемы при изменении тока, коэффициента мощности нагрузки, угла проводимости и других величин.

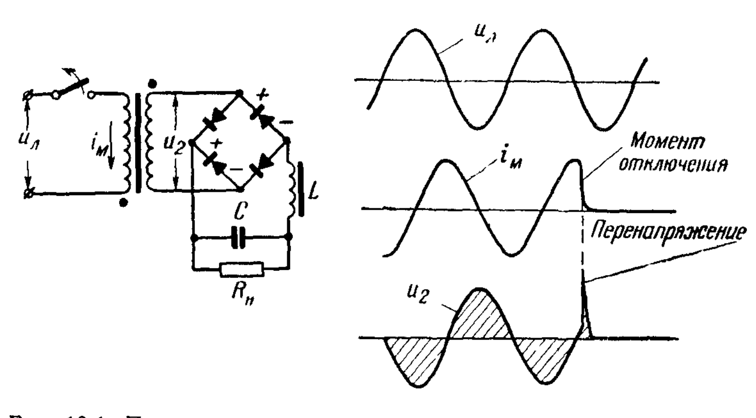


Рис. 16-1. Перенапряжение, обусловленное разрывом намагничивающего тока трансформатора при его отключении от сети.

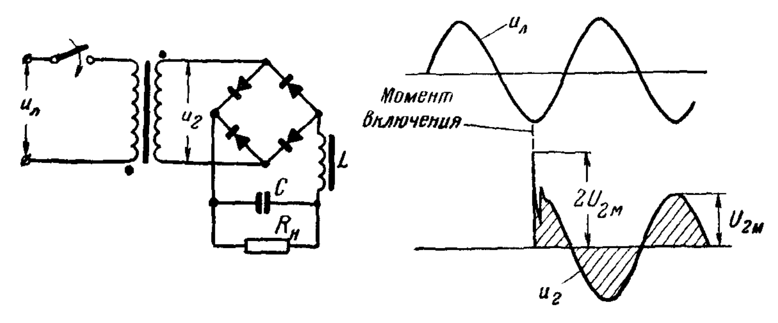


Рис. 16-2. Перенапряжение при включении трансформатора со стороны первичной обмотки.

Перенапряжения сказываются на тиристорах в такой же степени, как и на обычных кремниевых вентилях, но при этом следует учитывать, что тиристоры могут представлять большое сопротивление как в прямом, так и в обратном направлении. В некоторых случаях запирание вентиля может задержать выделение энергии, накопленной в реактивных элементах схемы во время переходных процессов, до момента, когда тиристор будет открыт.

Помимо случайных причин появления перенапряжений в питающей сети, к которым можно отнести грозовые разряды (например, в коммунальной сети 120 *в* были зарегистрированы перенапряжения 5 600 *в*, вызванные разрядом молнии), перенапряжения в вентильных устройствах могут быть вызваны различными коммутациями,

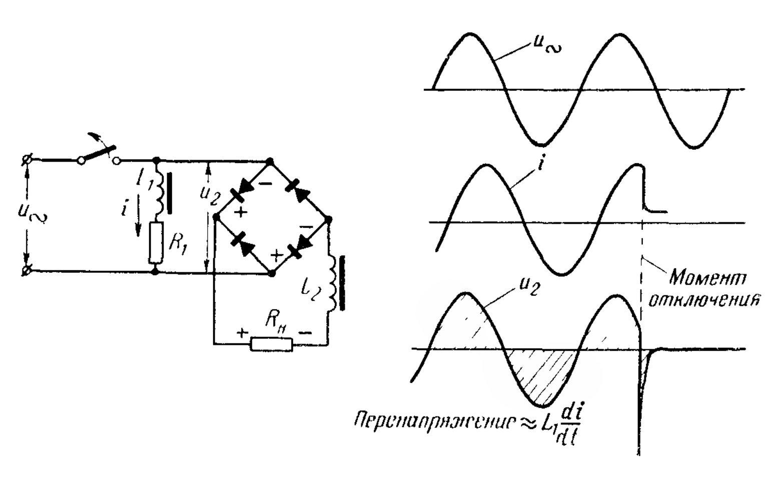


Рис. 16-3 Перенапряжение при отключении выпрямителя с добавочной индуктивной нагрузкой, подключенной на стороне переменного тока.

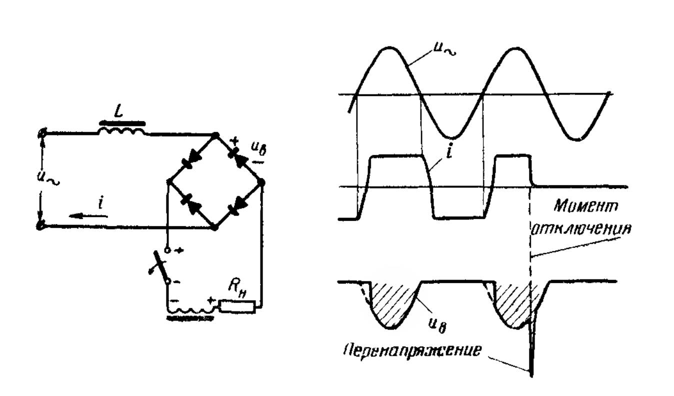


Рис. 16-4. Перенапряжение при отключении цепи нагрузки выпрямителя.

как это иллюстрируется на рис. 16-1—16-8. Показанные на этих схемах вентили могут быть как неуправляемыми, так и управляемыми.

Более подробные сведения об источниках перенапряжений в различных схемах с вентилями можно найти в [Л. 16-7].

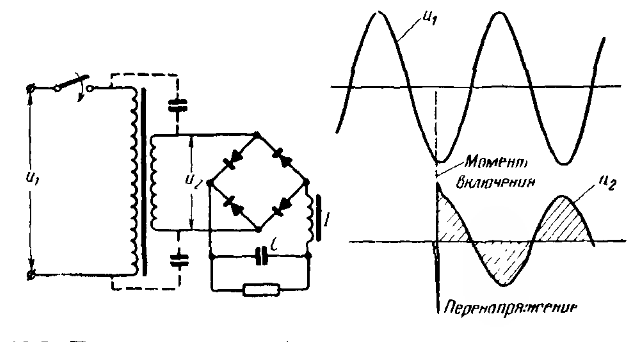


Рис. 16-5. Перенапряжение, обусловленное включением понижающего трансформатора с межобмоточной емкостью.

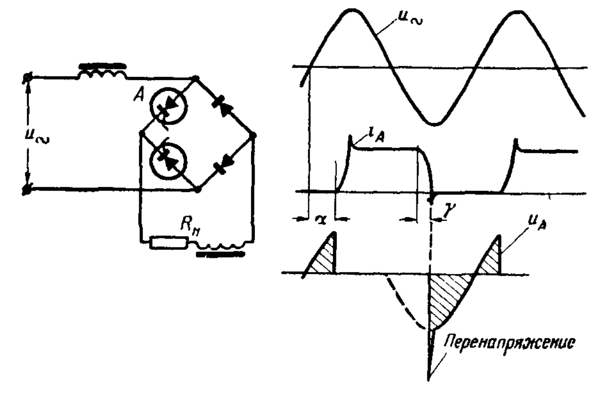


Рис. 16-6 Периодически повторяющиеся перенапряжения в момент спада обратного тока, обусловленного эффектом накопления зарядов. Эти перенапряжения могут быть особенно опасными в некоторых схемах с шунтированием нагрузки буферным (разрядным) диодом и в автономных инверторах с обратными диодами.

α — угол запаздывания отпирания, γ — угол перекрытия На кривой тока вентиля видны импульсы обратного тока, обусловленные эффектом накопления зарядов.

16-2. ОБНАРУЖЕНИЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

О наличии кратковременных интенсивных перенапряжений в схеме очень часто начинают подозревать из-за неожиданного выхода из строя диодов и тиристоров в лабораторных образцах. Однако еще худшим случаем следует признать, когда такие первые симптомы начинают проявляться только после того, как оборудование уже доставлено на место эксплуатации, где условия работы могут резко отличаться от близких к идеальным лабораторных условий Когда такие повреждения вентилей происходят при очень малых нагрузках или непосредственно после включения схемы, то это свидетельствует о наличии кратковременных перенапряжений.

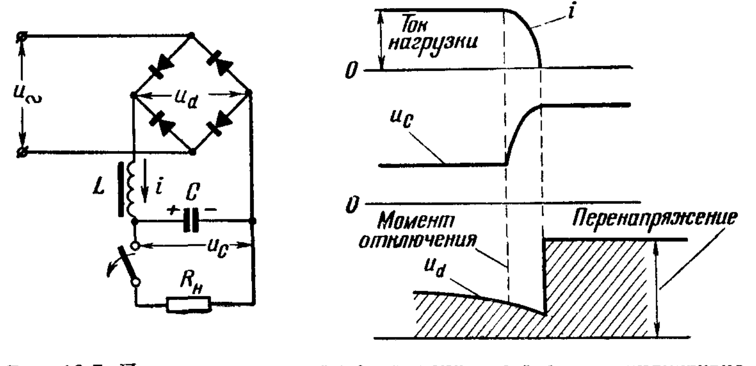


Рис -16-7. Перенапряжение при отключении нагрузки от индуктивно-емкостного фильтра на выходе выпрямителя при большом отношении L/C

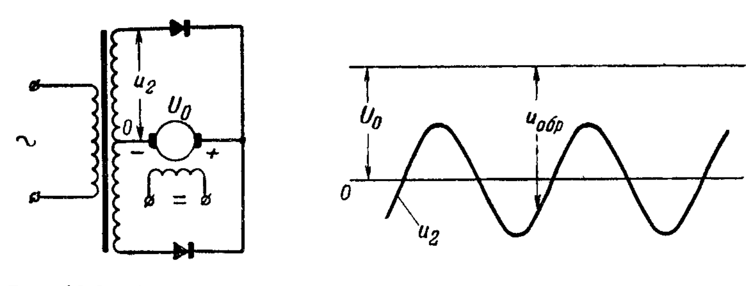


Рис. 16-8. Перенапряжения, вызванные переходом двигателя, питаемого от выпрямителя, в генераторный режим $U_{обр.макс} = U_0 + \sqrt{2} U_2$.

Так как исследования и измерения возможных кратковременных перенапряжений в схеме могут привести к выходу из строя отдельных приборов, то питающее анодное напряжение должно быть снижено первоначально примерно до 0,25—0,5 нормальной величины и затем постепенно вновь увеличено до нормальной величины, если измерения показывают отсутствие перенапряжений, или до величины, при которой перенапряжения не превышают допустимого для полупроводниковых приборов уровня.

При переключении цепей на переменном токе наибольшие перенапряжения наблюдаются при отсутствии нагрузки. Поэтому при выявлении перенапряжений подобного вида установку необходимо испытывать без нагрузки, причем во избежание пробоя мощных вентилей их необходимо на время испытаний заменить вентилями

с меньшими номинальными токами. Кроме того, более высокое обратное сопротивление у вентилей с меньшим номинальным током будет способствовать увеличению перенапряжений, что создает известный запас при измерении и устранении перенапряжений.

16-2-1. Измерительные приборы

Измерительные приборы с подвижными катушками ввиду их большой инерционности и относительно низкого внутреннего сопротивления могут быть использованы только при изучении медленно протекающих переходных процессов с большой энергией Из большого числа рассмотренных ранее видов переходных процессов (рис. 16-1—16-8) приборы этого типа могут быть использованы лишь при измерении величины перенапряжений, возникающих в установках с генераторной нагрузкой (таких, например, как электродвигатель подъемника, работающий в режиме рекуперативного торможения).

16-2-2. Осциллографы

Наиболее подходящим прибором для исследования переходных процессов является высокоскоростной осциллограф с экраном длительного послесвечения. Для получения хороших результатов при исследовании и измерении всех типов перенапряжений, способных вызвать повреждение вентилей, необходимо применять осциллографы со временем нарастания фронта сигнала не более 0,1 *мксек* и со скоростью записи более $2{,}5 \cdot 10^6$ *см/сек*. Осциллографы с запоминанием, характеризующиеся относительно малыми скоростью записи и временем нарастания фронта сигнала, целесообразно использовать для изучения сравнительно медленных переходных процессов.

Для наблюдения периодических перенапряжений, таких, например, как перенапряжения, обусловленные эффектом накопления дырок (рис. 16 6), использование осциллографа является само собой напрашивающимся. В этом случае развертка должна быть периодической, и синхронизация ее осуществляется от питающей сети Однако для регистрации одноразовых перенапряжений, например вызванных отключением или включением схемы, требуется более сложная методика. Экран осциллографа должен быть защищен ширмой от постороннего света, и при визуальных наблюдениях помещение должно быть затемнено, после чего зрение экспериментатора должно привыкнуть к малой освещенности. При визуальной регистрации амплитуды перенапряжений иногда бывает целесообразно отключить горизонтальную развертку и использовать только вертикальное отклонение. В этом случае взгляд будет сосредоточен на определенном участке экрана, где должны фиксироваться ожидаемые перенапряжения.

Когда при наблюдениях используется горизонтальная развертка, то ее запуск может быть осуществлен от самого перенапряжения или при помощи какого-либо внешнего устройства, например дополнительного контакта выключателя схемы. В последнем случае развертка должна начинаться до возникновения переходного процесса, чтобы исключить возможность пропуска его начальной фазы.

Объективность изучения и измерения неповторяющихся перенапряжений повышается, если фотографическая запись будет использована для закрепления и дополнения результатов, полученных при визуальном наблюдении слабых и быстротечных изображений на экране осциллоскопа. Такие высокоскоростные камеры, как «Polaroid» типов 42, 44 или 47, при использовании высокочувствительных пленок позволяют во многих случаях зафиксировать изображения на экране трубки, которые не воспринимаются невооруженным глазом.

При исследованиях необходимо убедиться в том, что подключение входа осциллографа непосредственно к проверяемому вентилю не нарушает картины перенапряжений.

16-2-3. Амплитудные вольтметры

Для регистрации перенапряжений, появление которых имеет случайный характер и не может быть заранее предсказано, весьма полезным является применение электронных амплитудных запоминающих вольтметров. Описание такого несложного в изготовлении прибора имеется в публикации [Л. 16-8] Этот индикатор позволяет обнаружить перенапряжения, величина которых превышает напряжение, заранее установленное на шкале прибора. Погрешность измерений не превышает 2% максимальной уставки при импульсах напряжения длительностью от 1 *мксек* и выше. Питание от батарей значительно увеличивает возможность прибора, который может непрерывно работать на одном комплекте батарей в течение 12 дней. Возможные модификации основной схемы этого прибора, выполненной на однопереходных триодах и тиристорах, позволяют фиксировать частоту появления перенапряжений и наибольшую величину перенапряжения за определенный интервал времени.

16-2-4. Измерительные искровые разрядники

В высоковольтных системах для измерения амплитудных значений перенапряжений могут быть использованы шаровые разрядники с калиброванными разрядными промежутками [Л 16-4, 16-5]. Ток, проходящий через искровой промежуток после его пробоя, должен быть ограничен безындуктивным сопротивлением (величиной не менее 1 *ом* на каждый вольт испытательного напряжения), которое включается последовательно с разрядником со стороны его заземленного электрода При этом необходимо предусмотреть соответствующие защитные устройства от сверхтоков, возникающих после прохождения пика перенапряжения.

16-3. МЕРЫ БОРЬБЫ С ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯМИ

При наличии или возможном появлении перенапряжений проектировщик устройства может выбрать одно из трех главных направлений

1. Использовать элементы, нечувствительные к добавочным импульсам напряжения или выделяющейся энергии

2. Исключить или уменьшить перенапряжения, воздействуя на их источник.

3. Предусмотреть в схеме дополнительные накопители или поглотители энергии.

Первое направление включает в себя использование полупроводниковых приборов, неповреждаемых при воздействии перенапряжений. Такими приборами являются двунаправленные тиристоры, которые без повреждений переключаются в проводящее состояние при наличии перенапряжений, или диоды и тиристоры с контролируемым лавинообразованием, а также селеновые вентили, которые кратковременно могут рассеивать значительную энергию в обратном направлении. Тиристоры, не имеющие ограничения по прямому допустимому напряжению, также могут безболезненно переключаться в открытое состояние при приложении перенапряжений в прямом направлении. Если использование подобных приборов в каком-либо конкретном случае невозможно, следует рассмотреть другие возможности.

При работе с более чувствительными к перенапряжениям приборами весьма действенным способом является создание определенного запаса по напряжению за счет применения вентилей с большими допустимыми напряжениями или за счет соединения нескольких приборов последовательно. Использование только этого способа, конечно, в большинстве случаев приводит к весьма неэкономичным решениям. Более правильным обычно является сочетание разумного запаса по напряжению (от 1,5- до 3-кратного по отношению к амплитуде повторяющегося в схеме напряжения) с теми или иными мерами по уменьшению перенапряжений до такого допустимого значения. В схемах с тиристорами весьма действенный способ защиты последних от перенапряжений в обратном направлении связан с включением последовательных диодов. При этом для выравнивания напряжений необходимы шунтирующие резисторы, величина которых пропорциональна допустимым значениям обратного напряжения приборов, параллельно которым они присоединены. Шунтирующие конденсаторы могут оказаться необходимыми для выравнивания напряжений при тех или иных коммутациях в схеме.

В качестве примера, иллюстрирующего второе из указанных выше направлений, связанное с устранением или уменьшением перенапряжений в месте их возникновения, можно сослаться на возможность применения выключателя во вторичной обмотке трансформатора, а не в первичной или в цепи нагрузки. Так как первичная обмотка также должна быть отключена от сети, то можно выбрать такую последовательность операций, чтобы вентили отключались от трансформатора до разрыва цепи его первичной обмотки. Другой способ снижения перенапряжений, также относящийся ко второму направлению, заключается в применении выключателей или плавких предохранителей, разрывающих ток с не слишком большой скоростью. Прерывающие устройства такого типа рассеивают накопленную в элементах схемы энергию в электрической дуге, возникающей между контактами. Приводимый ниже список может помочь при выборе отключающей аппаратуры для низковольтных цепей. Этот перечень основан на лабораторных измерениях, проведенных на образцах каждого типа, при напряжении 120 *в* и частоте 60 *гц*. Отключающие устройства перечислены в порядке увеличения скорости восстановления напряжения:

а) реле (наименьшие перенапряжения);
б) автоматические выключатели;
в) быстродействующие выключатели (в том числе микровыключатели);
г) ртутные выключатели;
д) вакуумные выключатели (наибольшие перенапряжения).

В тех случаях, когда в момент окончания обратного тока, вызванного рассасыванием накопленных при прохождении прямого тока зарядов, возникают нежелательные перенапряжения (см. рис. 16-6), последние могут быть в значительной мере снижены за счет применения диодов с быстрым восстановлением. Эти приборы особенно эффективны при использовании в качестве буферных диодов, шунтирующих индуктивную нагрузку в выпрямительных схемах, и в качестве обратных диодов в схемах автономных инверторов. За счет снижения накапливаемого в них заряда примерно в 100 раз (по сравнению с обычными диодами) они практически не создают импульсов обратного хода и вызванных этими импульсами перенапряжений. Дополнительным преимуществом, обусловленным применением диодов с быстрым восстановлением, является чрезвычайно сильное снижение радиопомех, вызванное соответствующим снижением уровня перенапряжений.

Третье возможное направление сводится к применению различных схем, содержащих элементы, запасающие или рассеивающие энергию во время переходных процессов.

16-3-1. Конденсаторы

Наиболее употребительным элементом для подавления перенапряжений с малой величиной энергии (типа проиллюстрированных на рис. 16-1—16-7) являются конденсаторные фильтры.

Простейшим видом такого фильтра служит последовательная *RC*-цепочка. При подавлении перенапряжений на стороне переменного тока такие *RC*-цепочки должны включаться либо на линейное, либо на фазное напряжение в трехфазной системе (с соответствующим пересчетом элементов). В однофазной схеме такая цепочка подключается к зажимам вторичной обмотки трансформатора.

На рис. 16-9 показан способ уменьшения пульсаций и перенапряжений в трехфазной сети переменного тока с помощью одного конденсаторного фильтра, включенного через мостовой выпрямитель, так что один такой фильтр сглаживает перенапряжения, возникающие между любыми фазами трехфазной системы. С помощью такого фильтра перенапряжения с величиной 100% можно снизить до 5%, причем для запасания энергии перенапряжений могут быть использованы весьма экономичные электролитические конденсаторы.

Последовательные резисторы в *RC*-цепочках и фильтрах типа рис. 16-9 служат для демпфирования колебаний, возникающих из-за резонанса с распределенной индуктивностью схемы при воздействии импульса перенапряжения. Когда конденсаторы включены между зажимами сети переменного тока, то сопротивления резисторов должны превышать в 5—20 раз расчетное сопротивление нагрузки

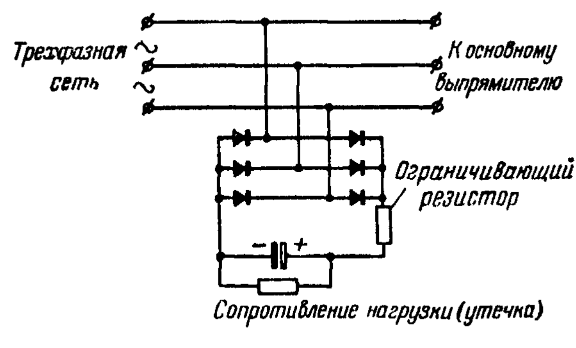


Рис. 16-9 Использование электролитических конденсаторов для подавления перенапряжений в сети переменного тока.

Окончательный подбор резисторов должен производиться при наладке схемы с учетом величины di/dt при отпирании или допустимого значения анодного тока на интервале отпирания вентиля. Последовательные гасящие резисторы обычно также используются в демпфирующих цепочках, включаемых между зажимами тиристоров для уменьшения перенапряжений, обусловленных эффектом накопления дырок. Последовательно с конденсаторами, включенными на стороне постоянного тока выпрямителя, должны быть применены достаточно большие сопротивления, необходимые для защиты вентилей от броска зарядного тока при включении схемы. Фирмы, выпускающие вентили, обычно сообщают данные для выбора сопротивлений в фильтрах подобных типов. Минимальная величина сопротивления является функцией емкости, питающего напряжения и параметров полупроводниковых приборов, в частности величины I^2t.

Так как любое индуктивное сопротивление, включенное последовательно с конденсатором фильтра, будет ухудшать его сглаживающее действие, то рекомендуется выбирать последовательные сопротивления с минимальной индуктивностью. Предпочтение должно отдаваться угольным сопротивлениям обычных типов, а не проволочным сопротивлениям. По тем же причинам необходимо применять конденсаторы с малой собственной индуктивностью. Поскольку электролитические конденсаторы большой емкости могут при высоких частотах иметь большие эквивалентные индуктивности, то их рекомендуется шунтировать высокочастотными конденсаторами (0,1—1,0 *мкф*).

Емкость конденсатора, необходимая для подавления перенапряжений в каждом конкретном случае, определяется такими факторами, как величина тока нагрузки, параметры трансформатора и скорость разрыва цепи. Поэтому предварительно определить с достаточной точностью оптимальную емкость конденсатора довольно трудно. Как и для других средств, обеспечивающих накопление или рассеивание энергии переходных процессов, рассматриваемых далее,

определение оптимальных параметров сглаживающих фильтров должно производиться на опытной установке

При выборе емкости конденсатора фильтра для устранения перенапряжений, вызванных одной из самых распространенных и опасных причин — отключением первичной обмотки трансформатора при холостом ходе или при индуктивной нагрузке (рис 16-1), рекомендуется применять следующее соотношение [1]

$$C = \frac{S}{31 f U^2_{\text{макс}}},$$

где C — емкость фильтра, *ф*; S — расчетная мощность трансформатора (в трехфазных схемах мощность одной фазы), *ва*; f — частота источника питания, *гц* $U_{\text{макс}}$ — допустимая амплитуда перенапряжения для каждого вентильного плеча, *в*.

Для равномерного распределения перенапряжений, обусловленных эффектом накопления дырок (рис. 16 6), между несколькими последовательно соединенными управляемыми и неуправляемыми вентилями необходимо подключить конденсатор параллельно каждому вентилю. Требуемая емкость конденсатора зависит от разности значений времени восстановления запирающей способности отдельных вентилей. В любом случае емкость конденсатора не должна превышать следующей величины

$$C = \frac{10 I_{\text{а}}}{U_{\text{обр макс}}},$$

где C — емкость, обеспечивающая уменьшение перенапряжений рассматриваемого типа до допустимого значения амплитуды обратного напряжения вентиля, *мкф*; $I_{\text{а}}$ — ток, протекающий через вентиль непосредственно перед началом коммутации, *а*; $U_{\text{обр макс}}$ — максимально допустимое повторяющееся значение обратного напряжения на вентиле, *в*.

Подсчитанные по приведенной формуле значения емкости получены с запасом и могут быть уменьшены при экспериментальной наладке схемы.

Конденсаторы, подключенные параллельно к отдельным вентилям, соединенным в длинную последовательную цепочку, используются также для равномерного распределения напряжения, скачком прикладываемого к этой цепочке Из-за наличия емкости между вентилями и землей быстро нарастающее напряжение распределялось бы между приборами при отсутствии таких конденсаторов весьма неравномерно, причем бо́льшая доля напряжения прикладывалась бы к вентилям, более удаленным электрически от земли [Л. 16-3]. И здесь последовательно с каждым конденсатором обычно необходимо включить резистор для ограничения броска тока в момент отпирания тиристора, а также для демпфирования колебаний, вызванных резонансом конденсаторов с индуктивностью источника питания.

[1] Емкость, подсчитанная по этой формуле, часто может быть снижена в 3—5 раз. (Прим редакторов перевода.)

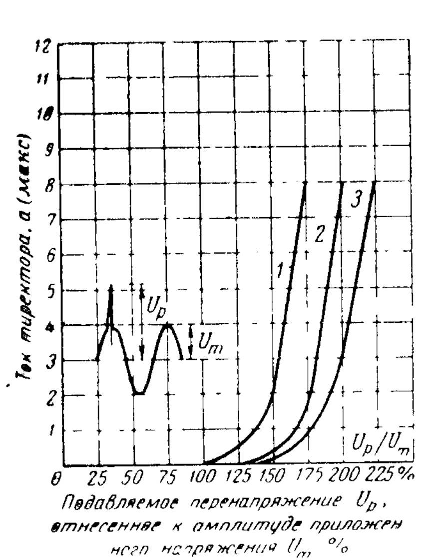


Рис 16-10. Вольт-амперные характеристики диода типа «Тиректор» 6RS21 при окружающей температуре от —20 до +100° С.

1 — минимальная характеристика; *2* — максимальная начальная характеристика; *3* — максимальная характеристика после старения

16-3-2. Резисторы

Любая омическая нагрузка, подключенная параллельно отдельным плечам выпрямительной схемы или параллельно на стороне переменного тока, также способствует рассеянию накопленной в элементах схемы энергии, предотвращая нарастание напряжения до недопустимого уровня. Индуктивность резисторов и соединительных проводов нужно свести к минимуму, с тем чтобы через них могли замыкаться как высокочастотные, так и низкочастотные составляющие Применение таких резисторов имеет тот недостаток, что это понижает к. п д. всей установки, поскольку они рассеивают значительную долю энергии не только при переходных процессах, но и при нормальной работе установки.

В схемах, где время нарастания перенапряжений не является чрезмерно малым, как, например, при некоторых типах генераторной нагрузки (рис 16-8), может быть использовано реагирующее на напряжение реле, включающее демпфирующее сопротивление, когда напряжение в цепи постоянного тока достигает заранее заданного уровня, и отключающее его после спада перенапряжений.

16-3-3. Тиректоры — нелинейные резисторы для подавления перенапряжений

Выпускаемые фирмой Дженерал Электрик элементы типа «Тиректор» значительно упрощают проблему защиты схем с мощными полупроводниковыми вентилями от перенапряжений. Эти компактные нелинейные резисторы представляют собой по существу селеновые стабилитроны. Во многих случаях использование их более экономично и более эффективно, чем использование рассмотренных ранее способов подавления перенапряжений.

На рис. 16-10 показаны вольт-амперные характеристики диода типа «Тиректор» площадью 6,5 *см²*, снятые на переменном токе.

При напряжениях ниже допустимого повторяющегося амплитудного значения тиректор пропускает незначительный ток. Однако, когда напряжение нарастает выше данной точки, что имеет место при перенапряжении, ток через тиректор быстро увеличивается и энергия, выделяемая при переходных процессах, рассеивается в нем. При правильном использовании такие подавляющие сопротивления могут ограничивать перенапряжения, составляющие от 150 до 200% повторяющихся максимальных значений напряжения. Тиректор площадью 6,5 *см²* рассчитан на длительную работу при действующем напряжении 25 *в*. Диоды могут быть собраны в компактные блоки, рассчитанные на любое напряжение, кратное этой величине. Диоды типа «Тиректор» с другими параметрами обеспечивают подавление перенапряжений при разной их энергии

16-3-4. Применение лавинных вентилей для подавления перенапряжений

Использование кремниевых вентилей, имеющих характеристики с контролируемым лавинообразованием, позволяет весьма просто уменьшать или совсем исключать отрицательные эффекты, связанные с перенапряжениями, в связи с чем в тиристорных устройствах часто вообще отпадает необходимость применения отдельных устройств для подавления перенапряжений или выбора вентилей с существенным запасом по напряжению. Разработанные фирмой Дженерал Электрик в 1962 г. диоды с лавинной обратной характеристикой (подобной характеристике стабилитрона) имеют как бы встроенные подавители перенапряжений.

Прямая ветвь вольт-амперной характеристики лавинных диодов подобна характеристике обычного кремниевого диода. Однако в обратном направлении характеристика имеет резкий излом (рис. 16-11), что обеспечивается за счет специальной конструкции вентиля и особой технологии его изготовления. Наибольшее и наименьшее возможные напряжения лавинообразования могут быть точно указаны для каждого класса диодов. Если рассеиваемая мощность не превышает допустимую, то вентили этого типа могут длительно работать в режиме контролируемого лавинного пробоя, даже если напряжение лавинообразования превышает 1 000 *в* При кратковременных перенапряжениях такие диоды позволяют гораздо дальше заходить в область лавинного пробоя, как это видно из зависимости допустимой импульсной мощности от времени воздействия, приведенной на рис. 16-12. Например, любой диод типа А27 может рассеивать

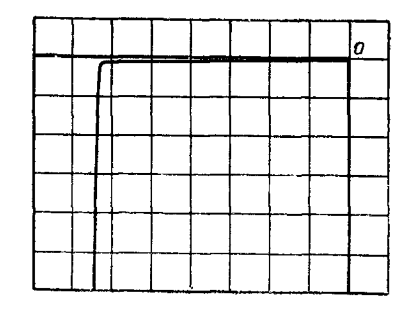


Рис. 16-11. Обратная ветвь характеристики лавинного диода.

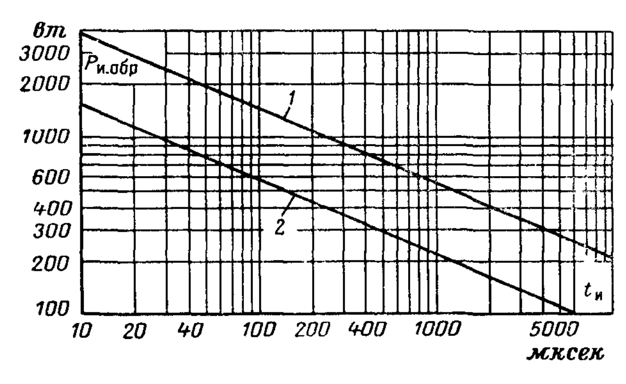


Рис. 16-12. Зависимость допустимой импульсной мощности $P_{и\ обр}$, эпизодически прикладываемой к лавинному диоду типа А27 в обратном направлении, от длительности прямоугольного импульса $t_и$ и при различных начальных температурах перехода.
$1 - T_{пер\ нач} = 25°$ С; $2 - T_{пер\ нач} = 175°$ С.

при перенапряжениях в обратном направлении длительностью 10 *мксек* мощность 3 900 *вт* Такой диод с напряжением лавинообразования 1 000 *в* может, таким образом, пропускать при перенапряжениях в обратном направлении ток свыше 3 *а* (3 900 *вт*/1 000 *в*) в течение интервала 10 *мксек*

Лавинные диоды выпускаются с различными значениями номинального прямого тока от 0,5 до 35 *а*.

В связи с тем, что лавинные диоды самозащищают себя от обратных перенапряжений с умеренной энергией, они могут также использоваться для защиты других элементов схемы, например тиристоров. На рис. 16-13 приведена схема, в которой лавинные диоды, выполняя функции обычных диодов, одновременно обеспечивают подавление перенапряжений, могущих возникать как в цепи переменного тока, так и в цепи нагрузки

Лавинные диоды могут быть также включены непосредственно параллельно каждому тиристору для подавления на нем перенапряжений, хотя во многих схемах каждый лавинный диод может быть использован для защиты более чем одного тиристора. На рис. 16-14 по-

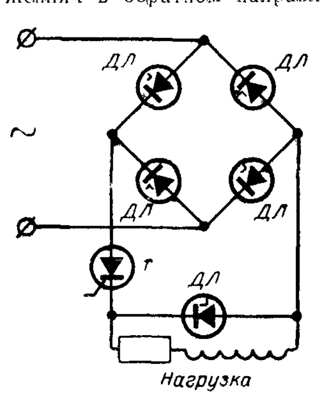
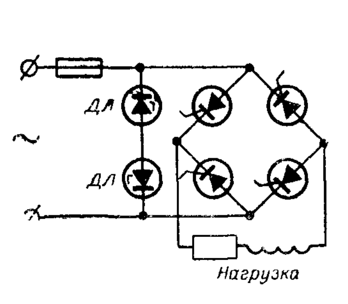


Рис. 16-13. Использование лавинных диодов *ДЛ* для ограничения перенапряжений в схеме мостового выпрямителя с регулирующим тиристором *Т* на выходе,



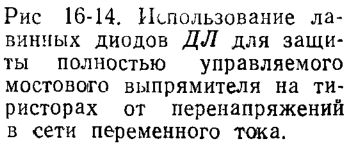


Рис 16-14. Использование лавинных диодов *ДЛ* для защиты полностью управляемого мостового выпрямителя на тиристорах от перенапряжений в сети переменного тока.

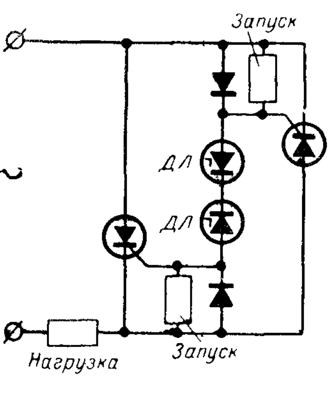


Рис. 16-15. Использование маломощных лавинных диодов *ДЛ* (например, типа А7) для отпирания встречно-параллельно включенных тиристоров с целью их защиты при перенапряжениях.

казана в качестве примера схема, в которой два лавинных диода, включенных встречно последовательно между зажимами переменного тока, защищают все четыре тиристора в схеме однофазного мостового полностью управляемого выпрямителя. Интересным качеством этой схемы является то, что лавинные диоды защитят тиристоры и при перенапряжениях с очень высокой энергией, превышающей допустимую рассеиваемую в них энергию. При таких ненормальных перенапряжениях один или оба лавинных диода закорачиваются и возникший ток короткого замыкания выжигает плавкий предохранитель в цепи переменного тока, так что тиристорный мост отключается от источника питания.

Такое применение сравнительно дорогих лавинных диодов в качестве средств защиты от особо высоких перенапряжений оказывается все же во многих случаях оправданным, так как позволяет сохранить другие, часто еще более дорогие, приборы; этот способ особенно заслуживает внимания, когда величина, частота повторения и энергия сверхперенапряжении неизвестны.

Маломощные лавинные диоды могут быть также использованы в качестве высоковольтных стабилитронов в управляющих цепях тиристоров для того, чтобы осуществить отпирание последних до того, как перенапряжение на аноде достигнет опасного уровня. Примером может служить схема на рис 16-15, где два встречно-параллельно соединенных тиристора используются для фазового управления в цепи переменного тока Без соответствующей защиты при возникновении чрезмерных напряжений в цепи переменного тока каждый из тиристоров может быть пробит в обратном направлении, если другой тиристор не будет в этот момент открыт в прямом

направлении. Добавление в схему двух лавинных диодов с напряжением лавинообразования, несколько меньшим, чем допустимое неповторяющееся обратное напряжение тиристоров, позволяет защитить оба тиристора от повреждений за счет перенапряжений любой полярности.

16-3-5. Различные другие методы защиты

В зависимости от конкретных условий могут быть использованы и другие способы защиты от перенапряжений. В высоковольтных цепях могут быть применены искровые разрядники при условии принятия соответствующих мер, указанных в § 16-2-4 (см. также [Л. 16-5]). Кремниевые диоды могут быть использованы в разрядных цепях для рассеяния энергии, накопленной в индуктивных элементах схемы, таких, как обмотки возбуждения генераторов и катушки магнитных муфт и тормозов.

Электронные короткозамыкатели с тиристорами по типу схемы на рис 8-16 осуществляют в течение нескольких микросекунд защиту различных устройств от перенапряжений. Правильно выбранные и использованные двунаправленные диодные и триодные тиристоры, позволяющие безболезненное отпирание по аноду, также могут обеспечить отвод энергии, выделяемой при различных переходных процессах в тех или иных электронных устройствах, когда уровень напряжения повышается до напряжения их переключения.

Раздел семнадцатый

РАДИОПОМЕХИ И НАВОДКИ В СХЕМАХ С ТИРИСТОРАМИ

17-1. ВВЕДЕНИЕ

Вследствие лавинообразного процесса нарастания тока тиристоры отпираются очень быстро. Подобно другим быстродействующим коммутирующим устройствам тиристоры способны возбуждать переходные процессы в схеме, в которой они работают, и, в частности, в питающей сети. *При быстром нарастании тока* в распределенной индуктивности питающей сети наводится напряжение. При наличии распределенной емкости сети это вызывает перераспределение заряда в сети. Такое перераспределение заряда носит обычно колебательный характер, причем частота основной гармоники определяется параметрами питающей сети. Для обычных распределительных сетей основная частота колебаний лежит примерно между 250 *кгц* и 1—2 *Мгц*. Таким образом, тиристор может рассматриваться как генератор напряжений высокой частоты, который при отсутствии соответствующих мер может служить источником весьма сильных радиопомех или создавать наводки на цепи других тиристоров.

Хотя тиристор, действующий как ключ, может создавать весьма ощутимый уровень помех, например, в устройствах с фазовым управлением, они все же во многих случаях меньше, чем помехи от установок с люминесцентными лампами, электромеханических регуляторов и коллекторных электродвигателей с последовательным возбуждением Во многих случаях, в частности в бесконтактных ключах переменного тока, полупроводниковые приборы могут обеспечить существенное снижение уровня помех по сравнению с механическими (контактными) ключевыми устройствами, так как у них отсутствуют искрение и эффекты типа подпрыгивания контактов и с их помощью можно обеспечить размыкание в момент перехода тока через нуль, исключив таким образом отключение тока в индуктивной цепи.

17-2. ПРИРОДА РАДИОПОМЕХ И СПОСОБЫ БОРЬБЫ С НИМИ

Существуют два вида радиопомех: помехи, распространяемые по проводам, и излучаемые помехи В первом случае энергия высокочастотных колебаний, возбуждаемых рассматриваемым устройством (например, тиристором при его переключениях), распространяется по питающей сети, действующей подобно линии передачи, и попадает в другую установку. Количественные измерения этого вида помех могут быть проведены сравнительно легко, для чего существуют известные методы и оборудование [Л. 17-1].

Второй вид радиопомех связан с излучением высокочастотной энергии непосредственно рассматриваемым устройством. Этот вид помех трудно поддается измерениям, так как результаты всегда зависят от расположения оборудования и проводников, от выбора точки заземления и т. д.

Во многих случаях радиопомехи, непосредственно излучаемые правильно спроектированным устройством, значительно меньше, чем радиопомехи, распространяемые по питающей сети, которая действует как большая антенна Этот последний случай имеет особое значение там, где имеются радиоприемные устройства, включая переносные радиоприемники, работающие вблизи от проводников, передающих энергию высокой частоты.

Количественные значения допустимого уровня помех и методика испытаний содержатся в соответствующих инструкциях и стандартах.

17-2-1. Расчет фильтров

Так как при отпирании тиристоров формируется ступень тока, описываемая в случае активной нагрузки единичной функцией (временем отпирания пренебрегаем), то возникающие при этом радиопомехи, распространяемые по проводам, распределяются в диапазоне частот также по закону единичной функции, т. е. они имеют непрерывный спектр, в котором амплитуды составляющих убывают с ростом частоты на 20 *дб* на декаду. Это означает, что даже простая (без фильтров) тиристорная схема оказывает весьма слабое влияние на такие высокочастотные радиотехнические системы, как телевидение и УКВ- ЧМ радиовещание Однако радиовещательный АМ-диапазон в полосе 550—1 600 *кгц* может оказаться под силь-

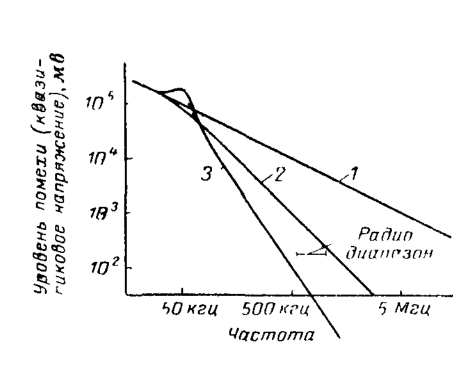


Рис 17-1 Типовые спектры радиопомех, распространяемых по проводам, для тиристорных схем без подавляющих фильтров и с фильтрами

1 — тиристоры без фильтров (—20 *дб/дек*), *2* — только *L* фильтр (—40 *дб/дек*), *3* — *LC*-фильтр по рис 17 2 *б* (—60 *дб/дек*)

ным воздействием помех от тиристорных устройств, если не приняты меры по их подавлению

Простейшим фильтром может служить индуктивность, включенная последовательно с нагрузкой для снижения скорости нарастания тока Такой фильтр дает дополнительное затухание около 20 *дб* на декаду Из типовых кривых на рис 17-1 видно, что требуемое затухание составляет от 40 до 50 *дб*, чтобы получить на нижнем конце вещательного диапазона допустимый уровень помех (около 200 *мкв* квазипикового напряжения) [1]

Для этого в свою очередь надо, чтобы точка излома логарифмической амплитудно частотной характеристики (ЛАЧХ), равная $f_0=R_н/2\pi L$, приходилась на частоту около 5 *кгц* или ниже (здесь $R_н$ — сопротивление нагрузки) Такая индуктивность оказывается довольно громоздкой и дорогостоящей

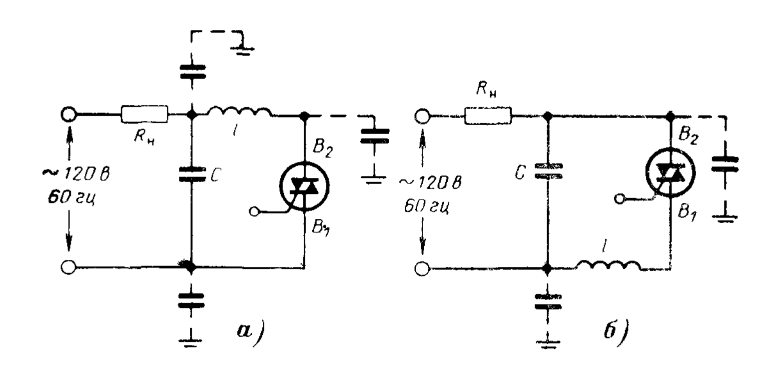


Рис 17 2 Простые *LC* фильтры для подавления радиопомех в схеме с двунаправленным тиристором При мощности нагрузки от 150 до 1 000 *вт* $L=100$ *мкгн*, $C=0{,}1$ *мкф*.

а — неправильное, *б* — правильное включения дросселя

[1] «Квазипиковое напряжение» является стандартной мерой радиопомех при типовых измерениях

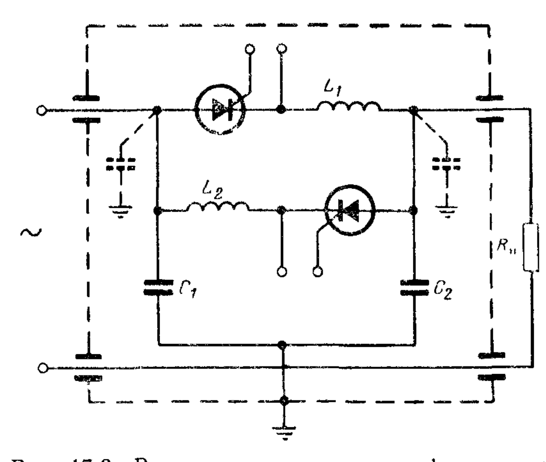


Рис 17-3 Включение подавляющих фильтров и экранировка регулятора на встречно параллельных тиристорах.

Добавление шунтирующего конденсатора к фильтру, как показано на рис 17 2,*б*, резко улучшает характеристику фильтра, изображенную на рис 17 1 Теперь требуемое затухание 40 *до* может быть получено в пределах только одной декады На практике значения *L* и *C* выбирают обычно так, чтобы точки излома ЛАЧХ для *LR*- и *LC*-цепей совпадали

$$f_0=\frac{R_н}{2\pi L}=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

или, иными словами,

$$2\pi f_0 L=\frac{1}{2\pi f_0 C}=R_н.$$

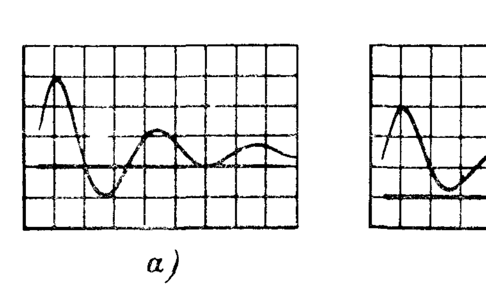


Рис 17 4 Осциллограммы тока тиристора в схеме рис 17 2,*б*.

а — при мощности нагрузки 60 *вт*; *б* — то же при 150 *вт*. Масштабы по вертикали 2 *а/дел*, по горизонтали 5 *мксек/дел*.

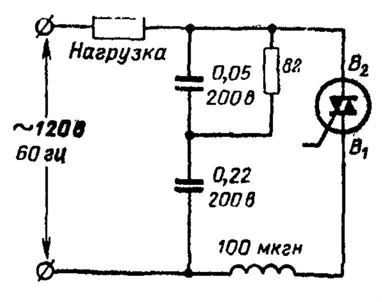


Рис. 17-5. Подавляющий фильтр с демпфированием.

Это дает возможность снизить величину индуктивности до 1/10 ее величины в случае чисто индуктивного фильтра.

В практических схемах и устройствах корпус тиристора обычно соединен с теплоотводом, который либо соединяется с землей, либо имеет большую емкость по отношению к земле благодаря своим размерам. В случае двунаправленного тиристора (рис. 17-2) с теплоотводом соединен главный вывод B_2. Если бы дроссель L был введен в ветвь B_2, как изображено на рис. 17-2,*а*, то он оказался бы зашунтированным емкостью, образованной емкостью теплоотвода по отношению к земле и емкостью подводящих проводов и его эффективность оказалась бы сниженной. Более правильным следует считать включение дросселя в ветвь вывода B_1 (рис. 17-2,*б*), так как здесь паразитные емкости теплоотвода и монтажа включены параллельно емкости конденсатора C и практически не влияют на эффективность фильтра.

Оптимальное соединение для схемы с встречно-параллельными тиристорами показано на рис. 17-3. Если экранирующий кожух отсутствует, конденсаторы C_1 и C_2 можно заменить одним, присоединив его между анодами обоих тиристоров.

Важно отметить, что импульсные трансформаторы и любые элементы схемы управления, связанные с катодом и управляющим электродом тиристора, должны иметь минимальную паразитную емкость, так как она шунтирует дроссель фильтра.

Возвращаясь к схеме рис. 17-2, нетрудно заметить, что LC-фильтр и тиристор образуют колебательный контур, добротность которого Q зависит от характера и величины нагрузки. Если $Q>2,5$, то ток тиристора будет изменять знак, как показано на рис. 17-4,*а*; в случае коротких импульсов управления это может вызвать запирание вентилей с малым временем восстановления. Подобный же эффект, разумеется, может возникнуть и в схеме с однонаправленными тиристорами. Наихудшими условиями в этом смысле будет малая активная нагрузка (порядка 100 *вт* и менее) либо нагрузка с индуктивной реакцией, так как она слабо демпфирует LC-контур. Поэтому схема с LC-фильтром, введенным для защиты от радиопомех, работает уверенно лишь при достаточно больших нагрузках, как показано на рис. 17-4,*б*. Чтобы подобные схемы нормально работали и при малых нагрузках, например в регуляторе света с лампой накаливания мощностью 60 *вт*, следует ввести демпфирующий элемент в фильтр. Это может быть сделано путем добавления конденсатора и резистора, как показано на рис. 17-5.

Параметры схемы, указанные здесь, дают такой же эффект, как в схеме простого LC-фильтра на рис. 17-2,*б*.

17-2-2. Отпирание при переходе напряжения через нуль

Как уже указывалось в предыдущем параграфе, радиопомехи в тиристорных схемах обусловлены скачкообразным изменением тока при отпирании тиристоров. В некоторых случаях, особенно в электронагревательных устройствах, регулирование может осуществляться с достаточной плавностью путем отпирания тиристора в момент перехода питающего напряжения через нуль в начале полупериода и поддержания открытого состояния в течение изменяемого интервала, содержащего целое число полуволн. Исключение скачков тока и напряжения позволяет свести радиопомехи к абсолютному минимуму, в результате чего потребность в специальных дорогостоящих фильтрах отпадает. Более подробно такие схемы были описаны в разд. 4 и 8.

17-2-3. Применение вентилей с малым временем восстановления

В некоторых случаях (например, в схемах с неуправляемыми вентилями обычных типов) радиопомехи могут возникнуть в момент резкого спада обратного тока, протекающего через вентиль на этапе восстановления запирания. Вследствие эффекта накопления заряда неосновных носителей вентиль при изменении напряжения анодного тока с прямого на обратное не мгновенно восстанавливает свойство запирания обратного тока. Когда через несколько микросекунд рассасывание накопленного заряда заканчивается, обратный ток резко обрывается. Энергия, накопленная в индуктивности анодной цепи к этому моменту, равна

$$W_T = Q_R E_c,$$

где Q_R — общий заряд, подлежащий рассасыванию; E_c — коммутирующее напряжение.

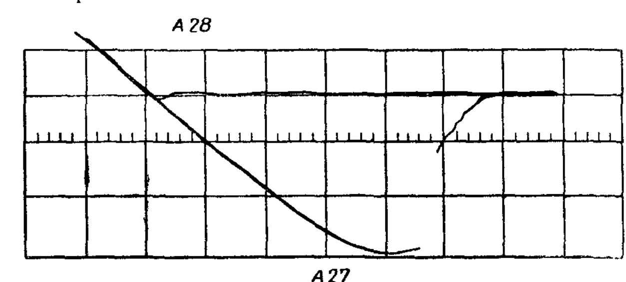


Рис. 17-6. Сравнение скорости восстановления обратной запирающей способности диода обычного типа А27 и диода с быстрым восстановлением типа А28. Масштаб по вертикали 8 *а/дел*, по горизонтали — 0,5 *мксек/дел*.

На рис. 17-6 показаны осциллограммы обратного тока для двух типов вентилей — обычного и с малым временем восстановления.

Амплитуды радиопомех, возникающих в момент скачка обратного тока, зависят от его амплитудного значения $I_{обр.м}$:

$$S(\omega) = \frac{I_{обр.м}}{\pi\omega},$$

где ω — частота радиопомех.

Этот результат получен для ступенчатой функции с помощью интеграла Фурье [Л. 17-2]. Энергия радиопомех пропорциональна квадрату амплитуды $S(\omega)$, или

$$W(\omega) \sim \frac{I^2_{обр.м}}{\pi^2\omega^2}.$$

Но накопленная энергия W_T в свою очередь пропорциональна $I^2_{обр.м}$, поэтому

$$W(\omega) \sim \frac{W_T}{\omega^2}.$$

Так как значение W_T для вентилей с малым временем восстановления может быть в сотни раз меньше, чем для обычных, то применение вентилей этого типа существенно облегчает проблему борьбы с радиопомехами.

17-2-4. Снижение излучаемых радиопомех

Минимизация излучаемых радиопомех в наибольшей степени определяется рациональной конструкцией и компоновкой всего устройства. Возвращаясь к рис. 17-2,*б*, напомним, что амплитуда высокочастотного тока в контуре, образованном *L*, *C* и тиристором, значительно превышает величину рабочего тока. Токонесущие части этого контура могут служить антенной, непосредственно излучающей радиопомехи. Так как эффективность такой антенны пропорциональна площади, охваченной этим контуром, то следует проектировать эту часть схемы с минимальной площадью контура. Следует указать, что цепи запуска также могут быть подобными источниками излучаемых помех со всеми вытекающими отсюда рекомендациями по их компоновке и монтажу.

Рисунок 17-3 иллюстрирует технику экранирования. Тиристоры со всеми элементами фильтров помещены внутри экранирующего кожуха с выводами для подключения питающей сети и нагрузки, выполненными в виде проходных конденсаторов. Импульсные трансформаторы либо иные узлы схемы управления должны быть размещены внутри кожуха, так как расположение их вне экрана влечет удлинение соединительных проводов, подключенных к катодам тиристоров и обладающих, как выше указывалось, свойствами антенны.

17-3. НАВОДКИ

Здесь имеется в виду действие схемы с тиристорами как «приемника» помех, вызванных переходными процессами, протекающими в любой точке системы. Эти переходные процессы действуют либо на пусковую цепь, либо непосредственно на анод тиристора, либо на то и другое. В результате наводки могут заставить подвергаемую воздействию систему полностью или частично следовать за другой системой. На практике были отмечены также различные типы неполного включения тиристоров от действия помех в зависимости от характера пусковой цепи. При устранении такого явления взаимодействия необходимо принимать во внимание схему всей системы. В § 17-6 даны некоторые практические указания, способствующие ограничению действия возможных источников наводок. Помимо правильного конструирования и выполнения всей системы и пусковой цепи, могут быть дополнительно приняты еще специальные меры в отношении устранения помех, рассмотренные ниже применительно к схемам с однопереходными триодами.

17-3-1. Действие наводок на анодную цепь

Когда наблюдается действие схемы с тиристорами при отключенной цепи управления (управляющий электрод отключен или присоединен к катоду через соответствующее сопротивление), то такое явление обусловливается обычно скоростью нарастания прямого напряжения (эффект *du/dt*). При включении цепи контактором или автоматическим выключателем необходимо, чтобы указанная в справочных данных величина *du/dt* для данного прибора не была превышена (подробнее см. разд. 3). В работающей схеме тиристоры могут реагировать на высокочастотные составляющие, имеющиеся в питающем анодном напряжении. Например синусоидальные колебания с частотой 1 *Мгц*, имеющие амплитуду 10 *в*, вызывают в точке пересечения нулевой линии скорость нарастания напряжения 60 *в/мксек*. Поэтому в таких случаях необходимо выбирать тиристор с соответствующими параметрами, либо должны быть приняты меры к снижению скорости нарастания напряжения.

В соответствии с описанным механизмом воздействия на анодную цепь маловероятно, чтобы один тиристор действовал на другую схему с тиристорами в пределах всего диапазона фазовой регулировки. Обычно такое воздействие может наблюдаться в пределах очень ограниченного диапазона угла вблизи максимума полуволны анодного напряжения, где чувствительность вентиля к *du/dt* наибольшая. Лучшими способами устранения подобного взаимодействия являются либо повышение способности тиристора выдерживать *du/dt*, либо, наоборот, снижение скорости нарастания положительного анодного напряжения. При этом могут быть рекомендованы следующие меры: использование отрицательного смещения на управляющем электроде, присоединение непосредственно к зажимам тиристора небольшого конденсатора (не выше 0,1 *мкф*), включение на какую-либо точку схемы *RC*-цепочки или какая-либо комбинация этих средств. Влияние отрицательного смещения на способность тиристора выдерживать *du/dt* рассматривалось в § 3-11. Если для

устранения влияния неустановившихся явлений используется конденсатор, то необходимо учесть, что должны быть использованы только конденсаторы с малой индуктивностью и очень короткими выводами. Кроме того, как указано в § 17-6, необходим тщательно продуманный и выполненный монтаж схемы и всей системы в целом.

17-3-2. Действие наводок на цепь управления

Здесь необходимо различать два случая:

1) влияние на схему управления непосредственно со стороны питающей сети;

2) влияние на схему управления и, в частности, на генератор импульсов со стороны цепи управляющего электрода.

Оба эти механизма могут привести к преждевременному срабатыванию пусковой цепи, вызывая либо ложное отпирание одного тиристора, либо одновременное отпирание всех или части тиристоров в схеме. Чувствительность схемы управления к имеющимся неустановившимся процессам будет определяться степенью влияния помех. Единого правила для каждого типа схемы управления не существует. Однако при проектировании схем управления всегда необходимо учитывать возможность влияния наводок. Разработчик лучше, чем кто-либо другой, сможет оценить чувствительность его схемы к воздействию со стороны переходных процессов и ее стабильность.

При использовании схем управления на ОПТ для защиты их от переходных процессов могут быть приняты некоторые относительно простые меры. Эти способы указаны в следующих параграфах.

17-4. ЗАЩИТА СХЕМ НА ОПТ ОТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ

В зависимости от характера работы конкретной схемы можно при помощи одной или комбинации указанных ниже мер обеспечить эффективную защиту схемы управления от переходных напряжений в питающей сети:

1) использование разделительного (изолирующего) трансформатора с подключением в случае необходимости к его вторичной обмотке высокочастотного фильтра;

2) использование «следящего» конденсатора между цепью второй базы и эмиттером однопереходного транзистора;

3) использование диода типа «Тиректор», включенного параллельно шинам питания ОПТ.

Емкость «следящего» конденсатора C_1 по п. 2 должна подбираться с таким расчетом, чтобы коэффициент ослабления делителя, образованного C_1 и C_2 (рис. 17-7,*а*), был примерно равен:

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} = \eta.$$

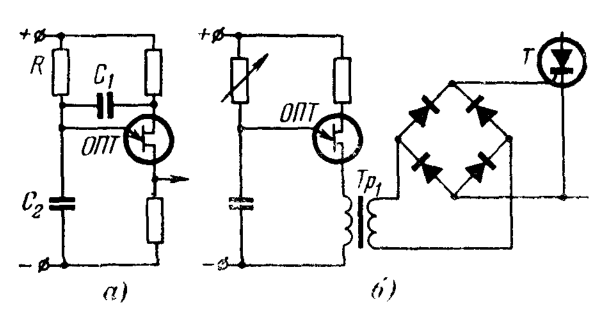


Рис 17-7 Схемы, предотвращающие возможность ошибочного отпирания ОПТ под действием переходных процессов.

а — защита ОПТ от переходных процессов в цепи питания, *б* — защита ОПТ от переходных процессов в цепи управляющего электрода тиристора.

Если это условие будет выполнено, то ни положительная, ни отрицательная полуволна высокочастотных колебаний, возникающая при переходных режимах в цепи питающего напряжения, не приведет к отпиранию ОПТ

17-5. ЗАЩИТА СХЕМ НА ОПТ ОТ ВЛИЯНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЦЕПИ УПРАВЛЯЮЩЕГО ЭЛЕКТРОДА

Отрицательные броски напряжения, возникающие между управляющим электродом и катодом тиристора и переданные на ОПТ, могут вызвать ошибочное отпирание последнего. При использовании трансформаторной связи действие этих бросков напряжения может быть устранено при помощи диодного мостика в управляющей цепи тиристора (рис. 17-7,*б*). Отрицательные броски напряжения часто возникают в цепях управляющих электродов тиристоров, работающих в схемах с емкостной коммутацией (см. разд. 5), и при определенных условиях — в схемах с питанием переменным напряжением с фазовым управлением.

17-6. УМЕНЬШЕНИЕ ВЛИЯНИЯ НАВОДОК НА ТИРИСТОРЫ ЗА СЧЕТ ПРАВИЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ УСТРОЙСТВА

Высокочастотные помехи и наводки представляют собой явления, присущие всей системе в целом, и ни одну из необходимых мер нельзя считать наиболее эффективной с точки зрения достижения требуемого уровня их подавления. Только комплекс мероприятий, включающий высокое качество проектирования системы, правильный монтаж схемы, правильное размещение оборудования, и в случае необходимости использования небольшого числа фильтров, рассмотренных выше, сможет обеспечить уменьшение высокочастот-

ных помех до приемлемого уровня и устранить различные типы взаимодействий.

Если в системе выполнены указанные ниже рекомендации, то дополнительные специфические мероприятия, связанные, например, с применением фильтров в схеме управления или в анодной цепи, отрицательного смещения и др., часто могут оказаться не необходимыми.

1. Питание параллельных и потенциально способных взаимодействовать схем рекомендуется осуществлять от достаточно мощной питающей сети (имеющей малое сопротивление).

2. В случае питающей сети со сравнительно большим реактивным сопротивлением для питания параллельных схем с тиристорами рекомендуется применять отдельные трансформаторы. Каждый трансформатор должен быть рассчитан не более чем на номинальную мощность нагрузки данного ответвления.

3. Желательно избегать чисто омических нагрузок, подключаемых с помощью тиристоров к безындуктивной питающей сети, так как они дают наибольшую скорость нарастания тока при отпирании.

4. Наиболее желателен умеренно индуктивный характер нагрузки, что уменьшит скорость нарастания тока при включении и тем самым приведет к снижению высокочастотных помех и уменьшению возможности взаимодействия.

5. Оба (или все три) силовых провода цепи питания должны идти вместе; необходимо избегать наличия петель вокруг чувствительных элементов и цепей схем управления.

6. Магнитные элементы необходимо расположить таким образом, чтобы устранить взаимодействие между их полями рассеяния.

Раздел восемнадцатый

ОХЛАЖДЕНИЕ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Успешное использование тиристоров в большой степени зависит от правильного их охлаждения. При чрезмерном повышении температуры перехода тиристора может наблюдаться постепенное ухудшение характеристик и прибор может выйти из строя в результате потери тепловой устойчивости или расплавления припоев. Схема, в которой тиристор используется, может отказать в работе и до расплавления припоя или потери тепловой устойчивости, так как недостаточное охлаждение может привести к снижению прямого напряжения переключения, повышению времени восстановления управляемости тиристора, изменяя эти и другие параметры за пределы установленных норм. Поэтому все тиристоры и неуправляемые вентили проектируются с учетом того или иного способа отвода тепла, обусловленного рассеиваемой в приборе мощностью потерь.

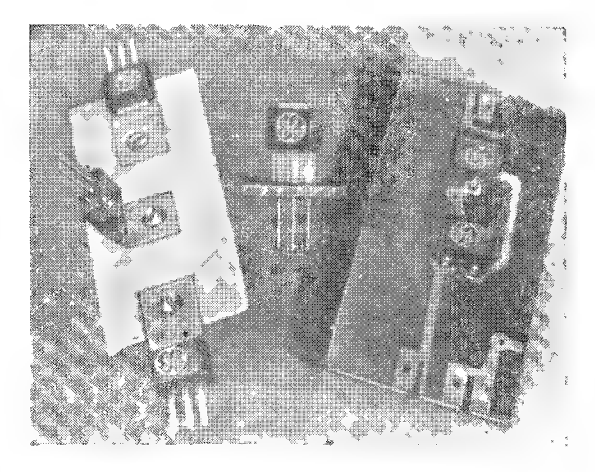


Рис 18 1 Монтаж тиристоров серии C106 за анодный вывод (слева) и на выводах (справа).

18-1. ТИРИСТОРЫ, МОНТИРУЕМЫЕ НА ВЫВОДАХ

Маломощные тиристоры, монтируемые на выводах, подобные сериям C3, C5, C6, C7, C8 и C9, а также серии C106, имеющей схожую конструкцию (рис 18-1), охлаждаются за счет отвода тепла от корпуса путем излучения и конвекции и за счет отвода тепла через выводы путем теплопроводности.

Если возможно, должны быть использованы те или иные известные практические способы снижения температуры тиристоров. Сокращение длины выводов, присоединяемых к разъемам, монтажным лепесткам и печатным схемам, значительно способствует улучшению охлаждения тиристоров. Другие тепловыделяющие элементы, такие, как мощные резисторы, по возможности не должны располагаться поблизости и подключаться к тем точкам, к которым присоединены выводы тиристоров. Такие сильно нагревающиеся устройства, как электронные лампы, силовые трансформаторы и мощные резисторы, должны быть заэкранированы, чтобы тепло от них не излучалось непосредственно на корпус тиристора. Для увеличения отвода тепла от тиристоров в корпусах типа ТО-5 можно пользоваться готовыми стандартными радиаторами (охладителями) для транзисторов.

Многие тиристоры, монтируемые на выводах, выпускаются фирмой Дженерал Электрик в корпусах ТО-5 с основанием как у мощных тиристоров, что позволяет крепить такие тиристоры винтами к радиатору или к шасси.

18-2. ТИРИСТОРЫ, МОНТИРУЕМЫЕ ЗА АНОДНЫЙ ВЫВОД

На рис. 18-1 показаны различные варианты конструкции тиристоров серии C106. Некоторые из них имеют анодный вывод в ви-

де ушка с отверстием, что позволяет монтировать их с помощью винта непосредственно к радиатору Такая конструкция корпуса обеспечивает большое разнообразие способов монтажа в зависимости от вида радиатора и общей компоновки всего блока.

Как анодное ушко, так и остальные выводы могут быть изогнуты перпендикулярно к плоскости корпуса или под любым углом, причем изгиб, если необходимо, может производиться непосредственно около корпуса, выполненного из пластмассы При больших углах изгиба (90° и более) он может производиться только 1 раз во избежание поломки вывода Изгибы в других направлениях могут осуществляться при условии, что вывод прочно зафиксирован в точке, расположенной между местом изгиба и корпусом, так, чтобы прилагаемые к выводу усилия не передавались к пластмассовому корпусу.

Монтажное ушко также может быть изогнуто в любом направлении или отформовано путем выдавливания, если оно перед этим прочно зажато в точке, расположенной между корпусом и зоной изгиба или формовки При несоблюдении этого условия пластмассовый корпус может треснуть и прибор выйти из строя

По требованию потребителей фирма Дженерал Электрик выпускает тиристоры с заранее изогнутыми монтажным ушком и выводами

18-3. ТИРИСТОРНЫЕ БЛОКИ

Более мощные тиристоры выпускаются фирмой Дженерал Электрик в сборе с радиаторами в виде блоков На рис 18-2 показаны некоторые типовые блоки в сборе Радиаторы различных размеров и конфигураций обеспечивают надежное охлаждение всех выпускаемых типов тиристоров Такие блоки рассчитаны на различные условия охлаждения (скорость воздуха, окружающая температура) В наличии имеются десятки тысяч типоразмеров готовых блоков



Рис. 18 2 Типовые тиристорно-диодные блоки

с различными комбинациями схем соединения, причем вспомогательные неуправляемые вентили могут органично входить в такие блоки На блоки тиристоров имеется детальная спецификация, где указаны способы оптимального использования их

18-4. МОНТАЖ ТИРИСТОРОВ НА ТЕПЛООТВОДАХ

Помимо тиристоров, монтируемых на выводах или с помощью анодного вывода в виде ушка, на практике используются корпуса тиристоров четырех различных типов, отличающиеся способом их монтажа на теплоотводах Этими четырьмя типами являются тиристоры, монтируемые с помощью болтового соединения (имеющие корпус в виде головки болта), запрессовываемые в теплоотвод тиристоры, тиристоры, прижимаемые плоской частью корпуса к теплоотводу, и тиристоры таблеточного типа с прижимными контактами, зажимаемые между двумя теплоотводами (типа Пресс-Пак). Ниже будут рассмотрены общие положения, связанные с монтажом тиристоров первого типа, и особенности, относящиеся к каждому отдельному типу В качестве теплоотвода, необходимого для нормальной работы силовых тиристоров, могут использоваться токоподводящие шины, шасси или корпус установки, специальная система с жидкостным охлаждением или радиатор с ребрами для отдачи тепла окружающему воздуху

Если требуется, чтобы теплоотвод обеспечил оптимальные условия охлаждения, то необходимо выбрать такой способ установки тиристоров, при котором тепловое сопротивление от корпуса к теплоотводу будет минимальным Самый простой способ монтажа не всегда оказывается самым правильным, и на практике следует принимать ряд мер предосторожности

18-4-1. Выбор материала теплоотвода

Наиболее подходящим материалом для теплоотвода следует признать медь вследствие ее большой теплопроводности Однако соображения стоимости могут заставить использовать сталь, а с точки зрения веса и легкости обработки лучше использовать алюминий В случае применения алюминия необходимо учитывать следующий фактор

Во влажной и корродирующей среде гальванические процессы между алюминием и медным корпусом тиристора могут привести к постепенному разрушению соединения и увеличению теплового сопротивления Практикуется никелирование и серебрение медного корпуса, которое в сочетании с использованием антикоррозионного ингибитора может привести к уменьшению коррозии в месте соединения

18-4-2. Подготовка поверхности теплоотвода

Условия передачи тепла от корпуса полупроводникового прибора к поверхности теплоотводящего элемента зависят в основном от состояния контакта между этими двумя поверхностями Поэтому

необходимо, чтобы эти поверхности были ровными, без впадин и выступов.

Поверхность теплоотвода, с которой будет контактировать корпус полупроводникового прибора, должна быть плоской (допустимы отклонения от плоскости в пределах 0,01 *мм* на 1 *см*) и должна быть обработана для получения шероховатости не свыше 1,6 *мкм*. Перед сборкой корпус прибора должен быть проверен, и с поверхности корпуса необходимо удалить все заусенцы и выступы, которые могли образоваться при транспортировке или перекладывании приборов

Большинство теплоотводов имеет покрытия для улучшения отвода тепла за счет излучения и для защиты от коррозии На медные радиаторы наносят покрытие гальваническим способом или их окрашивают. Алюминиевые радиаторы обычно окрашивают или анодируют. Поверхность теплоотвода в месте контакта с корпусом полупроводникового прибора должна быть свободна от окраски или анодированного покрытия, чтобы тепловое сопротивление контакта было минимальным. Покрытие, нанесенное гальваническим способом, с этой части поверхности снимать не надо, однако чрезмерные оксидные пленки необходимо удалить

18-4-3. Установка тиристоров, монтируемых с помощью болтового соединения

Тиристоры, монтируемые с помощью болтового соединения, являются весьма гибкими по своим возможностям компонентами и имеют широкое распространение. Медный корпус тиристоров этого типа выполнен в виде болта с машинной резьбой, внутри головки которого помещен вентильный элемент, и рассчитан на получение механического, электрического и теплового контакта с теплоотводящим элементом того или иного типа по выбору потребителя.

Если отверстие в теплоотводе пробито, то место пробоя должно быть зачищено. Если отверстие просверлено, то необходимо тщательно удалить заусенцы Размер отверстия должен быть на 0,13—0,3 *мм* больше наружного диаметра болта. Если нарезанная часть корпуса имеет буртик в месте, где нарезка соприкасается с плоской поверхностью шестигранника, то отверстие в радиаторе необходимо раззенковать, чтобы корпус тиристора не повисал на этом ободке

Прямая установка тиристоров с корпусом в виде медного болта в отверстие с нарезкой, выполненное в алюминиевом радиаторе, не рекомендуется Различные температурные коэффициенты расширения меди и алюминия могут вызвать усилия, которые приведут к вывинчиванию тиристора из радиатора при циклических температурных колебаниях. В результате этого тепловое сопротивление контакта между корпусом прибора и радиатором может возрасти

Если медный болт ввинчивается в медный радиатор, то необходимо обратить внимание на то, чтобы ось сверления отверстия в радиаторе и ось нарезки в этом отверстии располагались под прямым углом к поверхности радиатора.

Если тиристор с корпусом в виде болта крепится к пластинчатому радиатору *со сквозным* отверстием с помощью гайки на обратной стороне радиатора, то в результате остаточной деформации

металла может произойти постепенное ослабление места крепления Это явление усугубляется при циклических изменениях температуры и зависит от величины температурного перепада. Как следствие этого тепловое сопротивление контакта между основанием корпуса вентиля и радиатором будет увеличиваться со временем вследствие уменьшения давления в месте контакта Испытания показали, что после 1 000 *ч* работы тепловое сопротивление контакта между основанием корпуса вентиля и радиатором может увеличиться в 3 раза.

Чтобы снизить эффект *тепловой релаксации* в месте контакта, который характерен для каждого крепления, осуществляемого путем затяжки с помощью гайки, рекомендуется между гайкой и радиатором ставить тарельчатую пружинную шайбу. Имеющиеся в продаже готовые комплекты гаек и тарельчатых шайб размером 3/8, 1/2 и 3/4 дюйма при испытаниях были признаны удовлетворительными с точки зрения поддержания начального теплового контакта между корпусом и радиатором, поскольку после 1 000 *ч* работы при температуре 150° С наибольшее увеличение теплового сопротивления составило 11% от начальной величины.

Хороший тепловой контакт между корпусом прибора и теплоотводом требует наличия определенного давления между этими двумя поверхностями, что достигается за счет приложения определенного крутящего момента при затяжке гайки или при вворачивании прибора. Однако приложение чрезмерного усилия может не дать

Таблица 18-1

Размеры болта	Размер шестигранника (под ключ), дюймы	Максимальное рекомендуемое усилие затяжки, *кгс см*	Эффективный диаметр головки шестигранника d, *мм*	Тепловое сопротивление контакта, *град/вт*			
				металл — металл		с прокладкой слюды 0,125 *мм*	
				всухую	с кремнийорганической смазкой	всухую	с кремнийорганической смазкой
10-32NF	7/16	17,2	11,7	0,75	0,60	6,5	6,0
1/4''-28	9/16	34,4	15,0	0,45	0,35	4,0	3,5
1/4''-28	11/16	34,4	18,2	0,30	0,25	2,5	2,2
3/8''-24	1 1/16	114	23,0	0,15	0,10	—	—
1/2-20	11/16	172	23,0	0,20	0,15	1,9	1,7
3/4-16	1 1/4	344	30,5	0,06	0,05	—	—
3/4-16	1 5/8	340	38,0	—	0,08	—	—

Примечание. Тепловое сопротивление указано для чистых и ровных поверхностей при сквозном отверстии в радиаторе, когда вентиль крепится с помощью гайки на обратной стороне радиатора и затяжке болта с максимальным рекомендуемым моментом. Тепловое сопротивление контакта принято равным сопротивлению от головки болта до точки на радиаторе на расстоянии диаметра d.

дальнейшего улучшения теплового контакта и может вызвать опасные механические напряжения в *p-n-p-n*-структуре тиристора или в материалах, приваренных или припаянных к основанию внутри корпуса. В результате может иметь место необратимое ухудшение характеристик прибора. Поэтому необходимо придерживаться рекомендаций изготовителя в отношении момента при затяжке и при монтаже полупроводниковых приборов подобного типа следует всегда пользоваться динамометрическими ключами. В табл. 18-1 указаны рекомендуемые моменты затяжки при монтаже тиристоров и неуправляемых вентилей фирмы Дженерал Электрик, имеющих на корпусе нарезанную часть; эти величины крутящего момента рассчитаны на сухую, чистую нарезку. Для вентилей с нарезкой $^3/_8$-24 и более момент при затяжке должен прикладываться к гайке, а сам вентиль должен оставаться неподвижным.

18-4-4. Монтаж тиристоров, запрессовываемых в теплоотвод

Многие типы однонаправленных тиристоров, такие, как С22, С23, С33, двунаправленных тиристоров (триаков) — С41 и С46, а также диодов — А44 и А45, могут поставляться в корпусах, монтаж которых производится путем запрессовывания в теплоотвод. Корпус этих приборов рассчитан на запрессовку в отверстие несколько меньших размеров. При правильном монтаже тепловое сопротивление между корпусом таких приборов и теплоотводом меньше, чем у тиристоров, монтируемых с помощью болтового соединения. Кроме того, в массовых изделиях стоимость такого монтажа значительно ниже, чем в случае болтового соединения.

При использовании тиристоров, монтируемых путем запрессовки, необходимо придерживаться следующих рекомендаций.

1. Материалом теплоотвода может быть медь, алюминий или сталь (в порядке предпочтительности). Толщина теплоотвода должна быть не менее $^1/_8''$ (3,2 *мм*), т. е. не менее ширины цилиндрической накатанной части корпуса

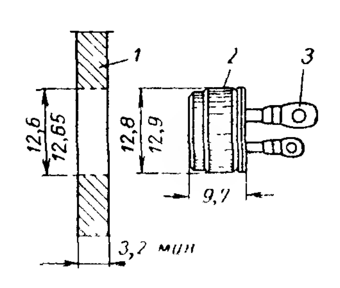


Рис. 18-3. Монтаж вентилей путем запрессовки их в теплоотвод.
1 — теплоотвод; *2* — прямая накатка; *3* — катод.

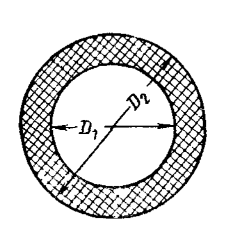


Рис. 18-4. Зона приложения усилия при запрессовке тиристоров (заштрихована).
D_1=12,7 *мм*; D_2=9,5 *мм*.

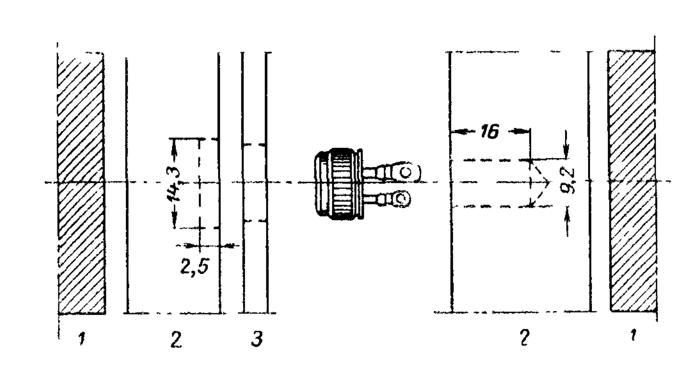


Рис. 18-5. Использование тисков для запрессовки полупроводниковых вентилей.
1 — губки тисков; *2* — бруски из твердого дерева; *3* — теплоотвод.

2. Размеры отверстия показаны на рис. 18-3. Отверстие может быть пробито в плоской пластине или выдавлено в листовом материале с последующей разверткой до нужного размера. Отверстие должно быть также снабжено небольшой фаской для правильной ориентировки корпуса тиристора при запрессовке.

3. Для наилучшей теплопередачи вся накатанная часть корпуса должна находиться в контакте с теплоотводом. В то же время в глубоких отверстиях прибор не должен быть вдавлен в теплоотвод глубже накатанной части, чтобы ненакатанный цилиндрический ободок на корпусе не воспринимал на себя давления со стороны теплоотвода, разгружая тем самым накатанную часть.

4. Усилие при запрессовке должно быть не более 360 *кгс*. Это необходимо для предотвращения перекоса прибора в отверстии, если последнее имеет неправильные размеры, а также для предотвращения чрезмерного давления со стороны теплоотвода на корпус. Давление должно прикладываться равномерно к торцевой части корпуса, как показано на рис. 18-4.

При запрессовке в медный теплоотвод с учетом этих рекомендаций тепловое сопротивление между корпусом и теплоотводом получается менее 0,5 *град/вт*. Монтаж обычно производится с помощью гидравлических прессов, на которых можно устанавливать заранее максимальное усилие. Другой возможный метод запрессовки, весьма простой в осуществлении, но не позволяющий измерять и ограничивать усилие, основан на использовании двух деревянных брусков и обычных слесарных тисков (рис. 18-5).

Промышленностью выпускаются готовые охладители, предназначенные специально для приборов, монтируемых методом запрессовки (например, охладитель с радиально расположенными ребрами серии NC-300-R, выпускаемый фирмой Wakefield Engineering Inc.). Такие охладители производятся разных размеров и с отверстиями, предназначенными для установки одного или двух вентилей.

Приборы рассматриваемого типа возможно монтировать и другими методами, например с помощью стягивающих хомутиков или пружинных держателей, путем прижатия вентилей к охлаждающей пластине и др. Различные методы монтажа дают, естественно, и различные значения теплового сопротивления, причем при некоторых методах последнее ненамного отличается от расчетного значения при монтаже путем запрессовки.

18-4-5. Монтаж приборов с плоским основанием корпуса

Ряд сильноточных тиристоров и диодов фирмы Дженерал Электрик выпускается в корпусах, имеющих плоское основание (рис. 18-6). В настоящее время существует только один типоразмер корпуса такой конструкции, и потому ниже даны конкретные указания по его монтажу. Однако общие положения справедливы для монтажа любых возможных приборов этого типа.

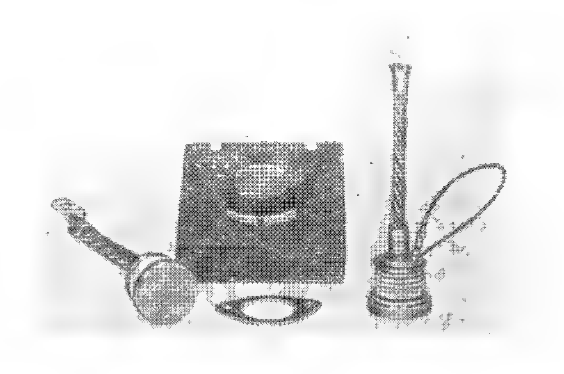


Рис. 18-6. Силовые полупроводниковые вентили с плоским основанием корпуса.

К каждому вентилю рассматриваемой конструкции прикладываются следующие крепежные детали:

4 болта (из них 2 длинных);

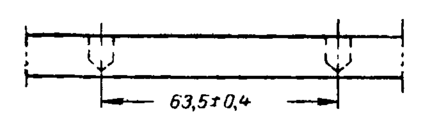


Рис. 18-7. Сверление теплоотвода для монтажа вентиля с плоским основанием корпуса.

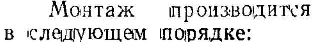
2 шестигранные гайки;

1 прижимная пружина;

2 дистанционные шайбы

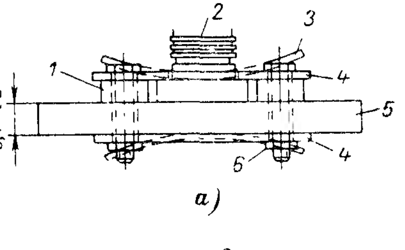
Если используется способ монтажа, требующий второй прижимной пружины (рис. 18-8,*а*), то последняя может быть поставлена по особому заказу. Подготовка поверхности теплоотвода описана в § 18-4-2

В теплоотводах толщиной более 22 *мм* просверливаются в соответствии с рис 18-7 два отверстия, в которых на глубину 22 *мм* нарезается резьба $^5/_{16}$"-18 UNC2A. В теплоотводах толщиной менее 22 *мм* просверливаются насквозь два гладких отверстия, предназначенных для пропуска болтов $^5/_{16}$". В обоих случаях расстояние между центрами отверстий 63,5±0,4 *мм*



Монтаж производится в следующем порядке:

1. Поверхности вентиля и теплоотвода смазать в соответствии с указаниями в § 18-5.



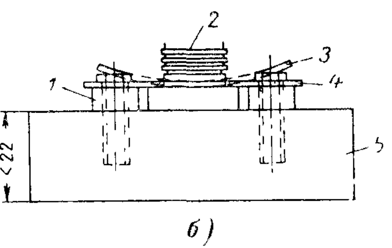


Рис. 18-8. Монтаж вентиля с плоским основанием корпуса.

а — при толщине теплоотводящей пластины от 6,4 до 22 *мм*; *б* — при толщине теплоотвода более 22 *мм*. *1* — трубчатая дистанционная шайба, *2* — вентиль; *3* — пружина до затяжки; *4* — прижимные пружины, *5* — теплоотвод; *6* — гайка

2. При толщине теплоотвода от 6,4 до 22 *мм* (теплоотводы с толщиной менее 6,4 *мм* не применяются) оба болта пропустить через отверстие в прижимной пружине, дистанционных шайбах, теплоотводе и во второй пружине, располагаемой на другой стороне теплоотвода (рис. 18-8,*а*).

3. Обе гайки навернуть на концы болтов и затем вентиль установить так, чтобы его гибкий вывод мог быть легко подсоединен к нужной точке без натяжения.

4. Затянуть обе гайки равномерно до тех пор, пока верхняя прижимная пружина не коснется дистанционных шайб (при этом обе пружины должны выпрямиться).

5. Убедиться в том, что гибкий вывод может быть подсоединен к нужной точке без натяжения

6. При толщине теплоотвода более 22 *мм* порядок монтажа аналогичен с той лишь разницей, что используется только одна прижимная пружина (рис. 18-8,*б*). При таком способе монтажа тепловое сопротивление между корпусом, имеющим диаметр плоской части 48 *мм*, и теплоотводом не превышает 0,08 *град/вт* (с применением кремнийорганической смазки DC-3 или DC-4).

18-4-6. Монтаж тиристоров с нажимными контактами и двусторонним охлаждением (типа Пресс-Пак)

В 1966 г. фирма Дженерал Электрик разработала тиристоры типа Пресс-Пак, конструкция корпуса которых (рис. 18-9) коренным образом отличается от использовавшейся ранее.

Приборы типа Пресс-Пак имеют внутренние нажимные контакты, и при их монтаже необходимо прикладывать внешнее давление, которое затем остается, при этом необходимый электрический и тепловой контакт между элементами вентиля поддерживается за счет сжимающего усилия, получающегося при монтаже прибора между двумя теплоотводами. Конечно, возможно и одностороннее охлаждение, когда с одной стороны вентиля размещается теплоотвод, а с другой — упорная пластина.



Рис. 18-9. Вентиль типа Пресс-Пак (серии С350 или С380)

Вентили типа С350 и С380, показанные на рис. 18-9, должны быть при монтаже сжаты усилием от 320 до 400 *кгс*. Теплоотводы должны быть строго параллельны охлаждающим поверхностям вентилей и должны иметь такую же чистоту обработки, как и эти поверхности; для последних допускаются неровности менее 0,0076 *мм*. Для получения параллельности рекомендуется применять шарнирный зажим, например двухпружинный зажим с нажимным винтом, собираемый из специально разработанных фирмой Дженерал Электрик комплектов деталей. Один из таких комплектов показан на рис. 18-10. За счет использования двух пружин оба теплоотвода подвергаются только сжатию, но не скручиванию. Стягивающие гайки при незатянутом нажимном винте наворачиваются от руки на шпильки до упора их в надетые на шпильки изоляционные трубки. Затем нажимный винт вворачивается от руки до упора и окончательно затягивается торцевым ключом на определенное число оборотов. Этим обеспечивается необходимое сжатие. Вкладыш, в который шарнирно упирается нажимный винт, обеспечивает равномерное распределение давления.

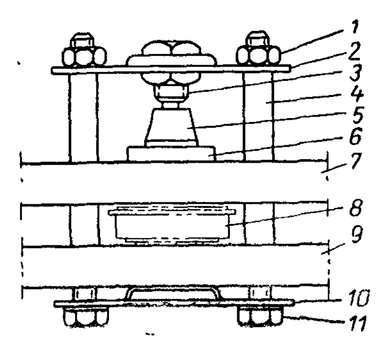


Рис. 18-10. Монтаж вентиля типа Пресс-Пак с использованием набора деталей фирмы Дженерал Электрик.

1 — гайка ¼-20 (2 шт); *2* — пружина с гайкой для нажимного винта; *3* — нажимный винт; *4* — изоляционная трубка (2 шт); *5* — упорный вкладыш; *6* — изоляционная прокладка; *7* — теплоотвод и вывод; *8* — вентиль; *9* — теплоотвод и вывод; *10* — пружина; *11* — гайка ¼ 20 (2 шт.).

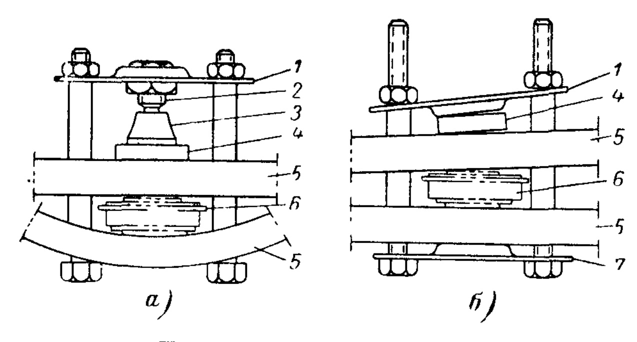


Рис. 18-11. Примеры неправильного монтажа вентилей типа Пресс-Пак.

1 — пружина с гайкой; *2* — нажимный винт; *3* — упорный вкладыш, *4* — изоляционная прокладка; *5* — теплоотвод и вывод, *6* — вентиль; *7* — пружина.

Схематическое изображение на рис. 18-11,*а* иллюстрирует изгиб плоского охладителя, возможный в случае монтажа без второй пружины. Изображение на рис. 18-11,*б* соответствует возможному при монтаже без нажимного винта случаю когда давление прикладывается к вентилю неравномерно. В этом случае даже очень небольшое различие в затяжке двух гаек может привести к заметной неравномерности в распределении давления

При работе с вентилями типа Пресс-Пак необходимо соблюдать некоторые меры предосторожности. Падения вентилей, а также другие резкие воздействия могут вызвать повреждение кремниевого диска и выход вентиля из строя. Зазубрины, вмятины и другие повреждения контактных поверхностей могут затруднять отвод тепла и привести в конечном счете к перегреву вентильного элемента.

18-5. СМАЗКА КОНТАКТНЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ

Контакт между двумя поверхностями после сжатия может иметь воздушные включения, обусловленные неизбежными неровностями поверхностей. Так как воздух является относительно плохим проводником тепла, то условия теплопередачи могут быть улучшены, если перед соединением между контактирующими поверхностями будет нанесен тонкий слой нагревостойкой смазки. В случае вентилей, монтируемых с помощью нарезки на корпусе, необходимо следить, чтобы смазка не попала на резьбу. Необходимо также быть уверенным в том, что в смазке отсутствуют посторонние включения, например волосы от кисти. С вентиля и других элементов необходимо удалить излишки смазки, так как в них накапливается грязь. В табл. 18-1 показано снижение теплового сопротивления между вентилем и теплоотводом за счет применения нагревостойких смазок «Пенетрокс» (6 верхних строк) и DC-3 или DC-4 (нижняя строка). Между контактными поверхностями вентиля и теплоотвода для уменьшения теплового сопротивления могут также помещаться прокладки из свинца или оловянисто-свинцового сплава.

18-6. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ИЗОЛЯЦИЯ КОРПУСА ВЕНТИЛЯ ОТ ТЕПЛООТВОДА

Во многих случаях желательно электрически изолировать корпус вентиля от теплоотвода. Для вентилей малой и средней мощности, монтируемых с помощью нарезки на корпусе, выпускаются готовые наборы изолирующих прокладок из слюды или стеклопластика толщиной 0,075—0,125 *мм*. Такие прокладки, изготавливаемые в виде шайб, создают электрическую изоляцию между двумя поверхностями, обеспечивая одновременно передачу между ними тепла. Из табл. 18-1 видно, что тепловое сопротивление контакта при использовании изоляции может повыситься в 10 раз. Некоторое уменьшение теплового сопротивления может и здесь дать применение смазки, наносимой по обе стороны слюды.

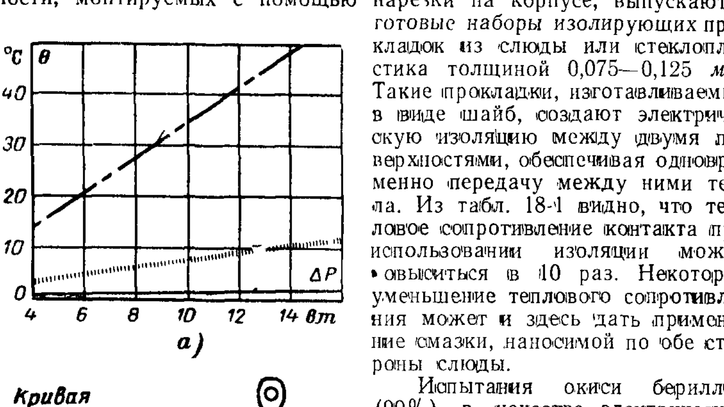


Рис. 18-12. Зависимость перепада температуры между корпусом и теплоотводом (медь 76×76×32 *мм*) Θ от рассеиваемой мощности ΔP и способа крепления вентиля с изолирующей прокладкой.

1 — эпоксидная смола, *2* — припой (ПОС-40); *BeO*—прокладка из BeO

Испытания окиси бериллия (99%) в качестве электрической изоляции показали, что этот материал превосходно передает тепло. При изоляции вентиля, нарезанная часть корпуса которого имела резьбу $^1/_2''$-20, с помощью шайб из BeO с наружным диаметром 25 *мм*, внутренним 13 *мм* и толщиной 3,2 *мм* тепловое сопротивление между корпусом вентиля и ребром радиатора было равно 0,14 *град/вт*. Применение смазки «Пенетрокс-А» на всех контактных поверхностях привело к снижению этой величины до 0,1 *град/вт*.

Диски из окиси бериллия также выпускаются готовыми с нанесенным металлизирующим покрытием на одной или обеих сторонах. Такое покрытие позволяет припаивать изолирующий диск к корпусу вентиля или к теплоотводу или к обоим сразу. Такая технология особенно полезна в случае вентилей с плоским основанием корпуса, например, предназначенных для монтажа путем запрессовки. На рис. 18-12,*а* показаны зависимости перепада температуры между корпусом и теплоотводом от рассеиваемой мощности для трех способов прикрепления такого вентиля, показанных на рис. 18-12,*б*; из этого рисунка видны значительные преимущества крепления с помощью двусторонней пайки.

Шайбы и диски из окиси бериллия являются относительно дорогими изделиями, особенно если они имеют большие размеры, заранее определенную форму или поставляются малыми партиями. Однако окончательный вывод об их экономичности может быть сделан лишь после тщательного и всестороннего сопоставления их с другими изолирующими деталями. Стандартные шайбы из BeO разных размеров могут поставляться рядом фирм.

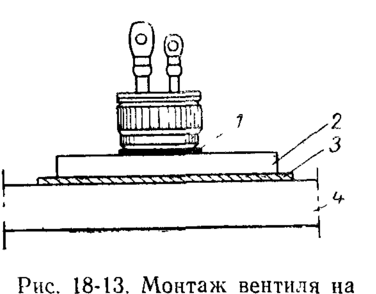


Рис. 18-13. Монтаж вентиля на промежуточной пластине, изолированной от теплоотвода.

1 — припой; *2* — металлическая пластина; *3* — изоляция, *4* — теплоотвод (или шасси).

При другом методе изоляции к корпусу вентиля непосредственно припаивается небольшая металлическая пластина, которая затем изолируется от теплоотвода. На рис. 18-13 такой способ показан для вентилей с плоским основанием корпуса, нормально монтируемого путем запрессовки. Тиристор сначала припаян к пластине (имеющей, например, площадь 20—25 *см*²). Припаивание должно производиться при температуре ниже 200° С, например, припоем ПОС-40, имеющим температуру плавления 180° С, или припоем 37,5% свинца, 37,5% олова и 25% индия, имеющим температуру плавления 150° С.

Затем вентиль в сборе с пластиной крепится к теплоотводу (или к шасси блока) с помощью обмазанной эпоксидной смолой ленты, например из стекловолокна; имеются, например, заранее обмазанные эпоксидной смолой ленты толщиной 0,025 *мм*, свернутые в рулон. Толщина эпоксидного покрытия (после затвердевания смолы, происходящего при температуре 120° С в течение 3 *ч*) с обеих сторон ленты получается по 0,05 *мм*. При описанном способе монтажа тепло от корпуса вентиля передается сначала относительно большой пластине и уже от нее проходит через слой изоляции. Это уменьшает полное тепловое сопротивление такой системы.

Известны и другие способы монтажа, основанные на простом приклеивании вентилей эпоксидной смолой (часто с наполнителем, например стеклянным порошком) непосредственно к теплоотводу или на приклеивании через изолирующую прокладку. Так как при таких способах создания изоляции тепловое сопротивление заметно возрастает и приходится сильно снижать нагрузку вентилей по току, то эти способы нельзя рекомендовать для сильноточных тиристоров.

18-7. РАСЧЕТ ОХЛАЖДАЮЩИХ РАДИАТОРОВ

Наиболее простым способом охлаждения тиристоров разной конструкции, за исключением монтируемых на выводах или табле-

точного типа, является монтаж их на металлических охлаждающих радиаторах в виде плоских пластин. Тепло, выделяемое вследствие электрических потерь в *p-n-p-n*-структуре, проходит в этом случае через корпус, от него передается к охлаждающей пластине и затем рассеивается в окружающую среду за счет радиации и естественной либо принудительной конвекции.

18-7-1. Общие вопросы

Так как процессы теплоотдачи посредством радиации и конвекции имеют совершенно различный характер, то коэффициент теплоотдачи h для каждого случая должен рассчитываться самостоятельно. Определение полного коэффициента теплоотдачи охлаждающей пластины должно производиться с учетом коэффициента ее эффективности η с той или другой степенью приближения. Полный тепловой поток или полная теплоотдача от пластины радиатора в окружающую среду могут быть выражены формулой

$$P = hA\eta\Theta, \tag{18-1}$$

где h — суммарный коэффициент теплоотдачи пластины за счет радиации и конвекции; A — площадь охлаждающей поверхности; η — коэффициент эффективности использования пластины радиатора; Θ — разность температур между наиболее горячей точкой пластины и окружающей средой.

В табл. 18-2 приведены буквенные обозначения величин, используемые в дальнейшем описании, и их размерности.

Краткое рассмотрение каждой из величин, входящих в уравнение (18-1), позволяет выявить факторы, от которых зависят значения этих величин. Приводимые примеры относятся к радиаторам одних и тех же размеров и к одинаковым температурным условиям, так что читатель может сравнивать относительные влияния каждого из факторов на общий отвод тепла.

Необходимо подчеркнуть, что используемые соотношения достаточно точны, если выполняются условия, для которых они выведены. Однако практические условия будут отклоняться в известной степени от идеальных условий вследствие локальной турбулентности движения воздуха около радиатора из-за наличия монтажных деталей и проводов, вследствие отвода тепла по электрическим проводам, наличия смежных источников лучистого тепла, наличия восходящих потоков воздуха, обусловленных расположенными выше или ниже нагретыми деталями. К счастью, большинство этих дополнительных факторов увеличивает, а не уменьшает теплопередачу. Поэтому на стадии проектирования они обычно не принимаются во внимание, за исключением тех случаев, когда необходимо получить наиболее точные результаты с учетом указанных факторов. Даже после наиболее тщательных расчетов многие точно вычисленные значения требуют внесения заметных поправок, что осуществляется после изготовления прототипа. Окончательным критерием эффективности охлаждения радиатора является его температура в точке около корпуса вентиля либо температура самого корпуса вентиля,

Таблица 18-2

Символ	Определение	Размерность
A	Площадь поверхности радиатора (или одной пластины)	$см^2$
c	Теплоемкость	$\frac{вт \cdot сек}{кг \cdot град}$
h	Коэффициент теплопередачи	$\frac{вт}{см^2 \cdot град}$
k	Теплопроводность	$\frac{вт}{см \cdot град}$
L	Размер пластины радиатора (в определенном направлении)	см
P	Поток тепла (отдаваемая мощность)	вт
R_t	Тепловое сопротивление	град/вт
T	Температура	°C
T_s	Температура поверхности теплоотводящего элемента	°C
$T_{окр}$	Температура окружающей среды	°C
v	Скорость воздуха	м/мин
ε	Коэффициент лучеиспускания	—
η	Эффективность использования радиатора	—
Θ	Перепад температур	°C

которая не должна превышать допустимого значения, оговоренного изготовителем для данных условий нагрузки.

18-7-2. Излучение

Для ребристого радиатора с поверхностным коэффициентом излучения 0,9 или более при температуре до 200° С коэффициент теплоотдачи излучением h_r может быть вычислен приближенно по следующему выражению [1]:

$$h_r = 0{,}23 \cdot 10^{-10} \varepsilon \, (1 - F) \left(\frac{T_s + T_{окр}}{2} + 273 \right)^3, \; вт/см^2 \cdot град, \tag{18-2}$$

где ε — относительный коэффициент лучеиспускания (см. табл. 18-3); F — коэффициент экранирования, обусловленный наличием пакета ребер (для отдельного ребра $F=0$); T_s — температура поверхности охлаждающих ребер, °С; $T_{окр}$ — температура окружающей среды, °С.

[1] Это выражение может быть получено из соотношений (31-3) и (31-90) в [Л. 18-1].

Таблица 18-3

Поверхность	Коэффициент лучеиспускания, ε
Анодированный алюминий	0,7—0,9
Промышленный алюминий (полированный)	0,05
Алюминиевая краска	0,25—0,67
Промышленная медь (полированная)	0,07
Оксидированная медь	0,7
Листовая сталь	0,66
Эмаль воздушной сушки (независимо от цвета)	0,85—0,91
Масляные краски (независимо от цвета)	0,92—0,96
Ламповая сажа с шеллаком	0,95
Лак	0,89—0,93

В *табл. 18-3 приведены значения относительных коэффициентов* лучеиспускания при различных способах обработки поверхности. В случае охлаждения методом свободной конвекции составляющая излучения в полной теплопередаче весьма значительна; поэтому теплопередачу за счет излучения желательно довести до максимума путем окраски или анодирования поверхности ребер Следует отметить, что масляные краски независимо от цвета доводят относительный коэффициенг лучеиспускания практически до идеального уровня (единица).

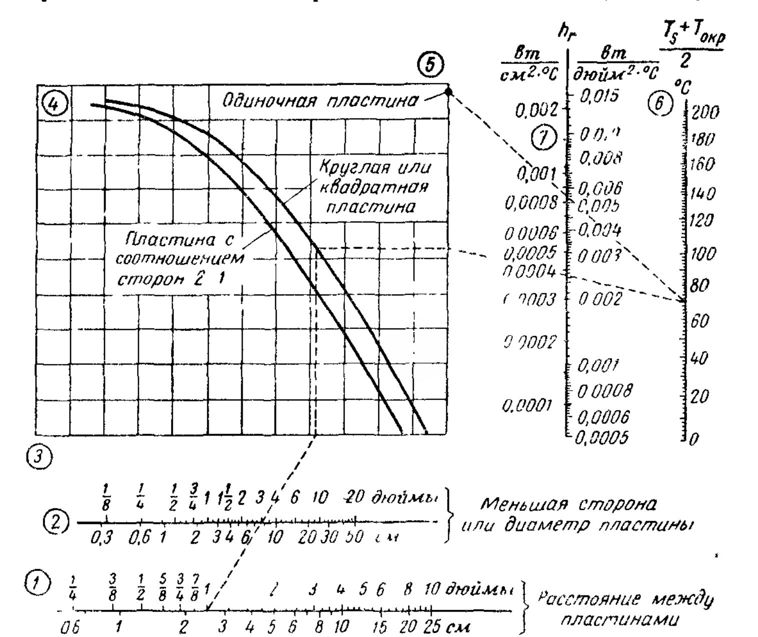


Рис. 18-14. Номограмма для определения коэффициента теплоотдачи путем излучения.

На рис. 18-14 уравнение (18-2) представлено в виде номограммы, позволяющей определить h_r с учетом экранирующего действия соседних охлаждающих ребер. С уменьшением расстояния между ребрами эффект экранирования становится более заметен и теплопередача за счет радиации уменьшается. Последовательность действии при пользовании номограммой указана цифрами в кружочках около шкал.

Пример использования номограммы для определения коэффициента h_r

Дано. Пакет собран из квадратных охлаждающих пластин размером 3×3 дюйма (7,62×7,62 *см*), расстояние между пластинами 1 дюйм (2,54 *см*); температура окружающей среды 40° С; температура поверхности радиатора 100° С.

Задача. Определить коэффициент теплоотдачи излучением h_r и отвод тепла за счет излучения P_r, исходя из допущения, что коэффициент эффективности использования пластин равен единице (см. § 18-7-5).

Решение. Вычисляем

$$T_{ср} = \frac{T_s + T_{окр}}{2} = \frac{100+40}{2} = 70° \text{ С.}$$

Из номограммы, следуя по пунктирной линии, начинающейся со шкалы 1, при указанных выше условиях находим:

$$h_r = 0{,}0024 \text{ вт/дюйм}^2\ град = 0{,}00038 \text{ вт/см}^2 \cdot град.$$

Затем

$$P_r = h_r A\Theta = (0{,}0024 \text{ вт/дюйм}^2 \cdot град)\ (3\times3 \text{ дюйм}^2 \times 2 \text{ стороны}) \times$$
$$\times\ (100 - 40° \text{ С}) = 2{,}6 \text{ вт на ребро,}$$

или

$$P_r = 0{,}00038\ (7{,}6\cdot7{,}6)\ 2\ (100-40) = 2{,}6 \text{ вт на ребро.}$$

Для отдельной пластины при температуре окружающей среды 40° С получаем: h_r=0,0054 *вт/дюйм² · град*=0,00085 *вт/см² · град* (согласно линии на номограмме, начинающейся от кружка с цифрой 5) Тогда

$$P_r = h_r A\Theta = (0{,}00085)\ (7{,}6\cdot7{,}6\cdot2)\ (100-40) = 5{,}8 \text{ вт на ребро.}$$

18-7-3. Свободная конвекция

Для вертикальных поверхностей, окруженных воздухом и расположенных на высоте уровня моря, при температуре поверхности до 800° С коэффициент теплоотдачи свободной конвекцией h_c может быть определен по следующему выражению, которое предполагает ламинарность движения охлаждающей среды.

$$h_c = 4{,}34\cdot10^{-4}\left(\frac{\Theta}{L}\right)^{0{,}25}, \quad вт/см^2\cdot град, \qquad (18\text{-}3)$$

где Θ — разность температур поверхности и окружающей среды, °С; L — вертикальная длина ребра, *см*.

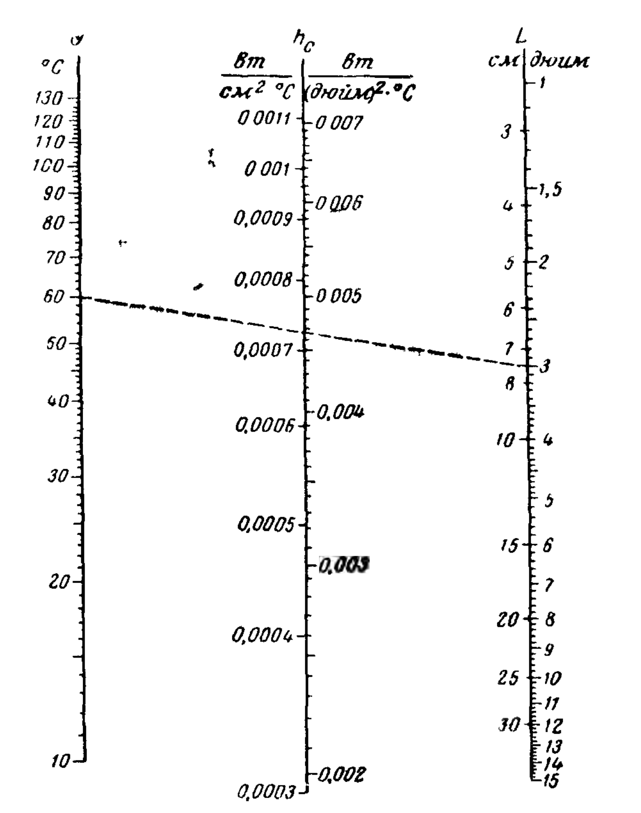


Рис 18 15 Номограмма для определения коэффициента теплоотдачи вертикальных пластин при свободной конвекции воздуха на высоте уровня моря

Это уравнение остается верным до расстояний между ребрами порядка $1,25\sqrt[4]{L}$ На рис. 18-15 представлена номограмма для решения уравнения (18-3)

Пример использования номограммы для определения h_c при свободной конвекции

Дано Квадратные охлаждающие пластины 3×3 дюйма (7 62×7 62 *см*) температура окружающей среды 40° С, температура поверхности ребра 100° С

Задача Определить коэффициент теплоотдачи свободной конвекцией h_c и полную теплопередачу за счет конвекции P_c исходя из допущения, что коэффициент эффективности использования пластин равен единице (см. § 18-7 2).

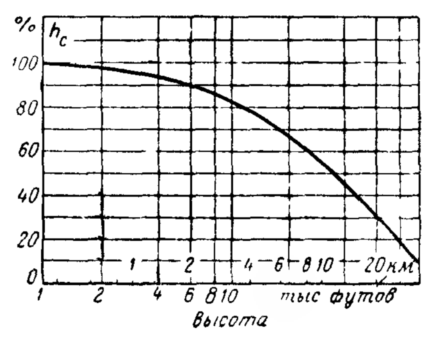


Рис 18 16 Влияние высоты над уровнем моря на теплопередачу посредством свободной конвекции

Решение

$$\Theta = T_s - T_{\text{окр}} = 100-40 = 60^\circ \text{ C},$$

$$L = 3 \text{ дюйма } (7\ 62 \text{ см})$$

С помощью номограммы находим (пунктирная линия)

$$h_c = 0\ 00465 \text{ вт дюйм}^2 \text{ град} = 0\ 00072 \text{ вт см}^2 \text{ град},$$

$$P_c = h_c A\Theta = (0\ 00072 \text{ вт см}^2 \text{ град}) \times (7\ 6\times 7\ 6 \text{ дюйм}^2) \times (2 \text{ стороны}) \times$$
$$\times (100-40^\circ \text{ C}) = 5 \text{ вт}$$

На рис 18 16 показано влияние высоты над уровнем моря на коэффициент теплопередачи за счет свободной конвекции для пластин от 1,25 до 60 *см* на сторону

18-7-4. Принудительная конвекция

Если воздух перемещается около охлаждающих пластин за счет *какого либо внешнего источника, например вентилятора,* то теплопередача усиливается и коэффициент теплоотдачи за счет конвекции может быть выражен приблизительно следующим соотношением

$$h_c = 5,2\sqrt{\frac{v}{L}}\cdot 10^{-4}, \text{ вт см}^2\cdot\text{град}, \qquad (18\text{-}4)$$

где v — линейная скорость свободной струи воздуха у поверхности пластин, *м/мин* L — длина пластины, параллельной потоку воздуха, *см*

Это уравнение основывается на ламинарном (нетурбулентном) движении воздуха, которое наблюдается при длине до $L \approx c/v$, где c представляет постоянную, значения которой приведены в табл 18-4 для различных температур воздуха

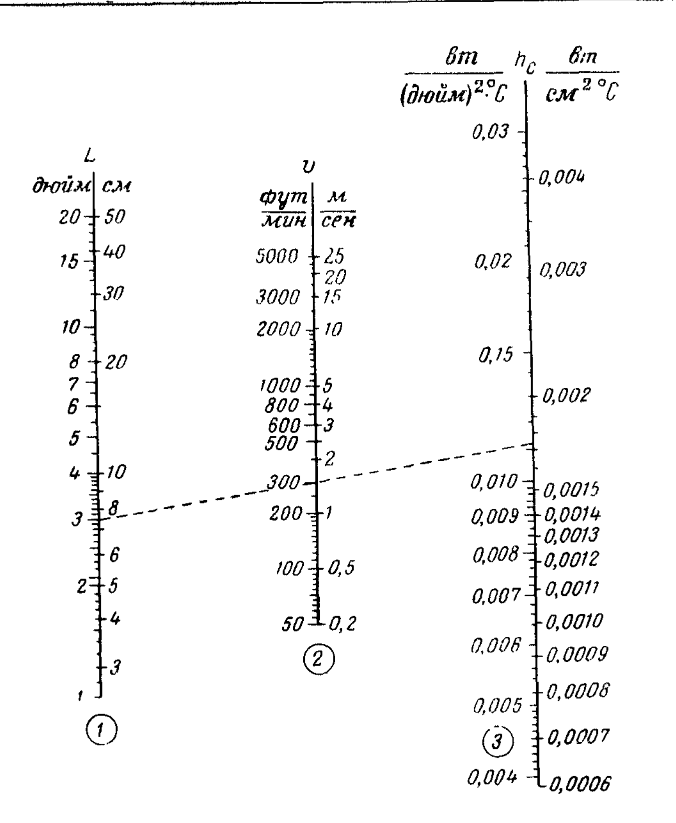


Рис. 18-17. Номограмма для определения коэффициента теплоотдачи при принудительной конвекции воздуха.

При $L>c/v$ поток воздуха становится турбулентным и коэффициент теплоотдачи увеличивается. Турбулентный поток воздуха и результирующее улучшение теплопередачи могут быть достигнуты при меньших значениях L за счет наличия на пути воздуха проводов или самих вентилей. Однако следует учесть, что для создания турбулентности требуется увеличение мощности, затрачиваемой на приведение воздуха в движение. Минимальным расстоянием между пластинами для указанного выше случая следует признать $B\sqrt{L/v}$, где B также является постоянной величиной, приведенной в табл. 18-4.

На рис. 18-17 представлена номограмма, облегчающая нахождение по (18-4) величины h_c при принудительной конвекции.

Таблица 18-4

Температура воздуха, °C	B	$c\cdot 10^1$
25	2,95	4,85
55	3,30	5,88
85	3,56	6,82
125	3,91	8,25
150	4,09	9,16

Пример использования номограммы для определения h_c при принудительной конвекции

Дано. Квадратные пластины 7,6 · 7,6 *см*; скорость воздуха $v=$ =300 *фут/мин*=1,5 *м/сек*; температура воздуха $T_{окр}=+40°$ C, температура поверхности радиатора $T_s=100°$ C.

Задача. Определить коэффициент теплоотдачи при принудительной конвекции h_c и полную теплопередачу за счет конвекции P_c, исходя из допущения, что коэффициент эффективности использования пластины равен единице.

Решение. Из номограммы получаем (пунктирная линия):

$$h_c=0{,}011\ вт/дюйм^2\cdot град=0{,}0017\ вт/см^2\cdot град.$$

Тогда

$$P_c=h_cA\Theta=0{,}0017\ (7{,}6\cdot 7{,}6)\ 2\ (100-40)=11{,}8\ вт.$$

18-7-5. Эффективность использования пластин радиатора

В случае использования охлаждающих пластин из тонкого материала температура пластины уменьшается с удалением от источника тепла (тиристора) вследствие влияния охлаждения поверхности. Поэтому расчеты теплопередачи, подобные приведенным выше и основанные на допущении постоянной температуры вдоль пластины, дают завышенные результаты и должны быть исправлены с учетом худших условий теплопередачи на более холодных концах пластины. Поправочный коэффициент называется коэффициентом эффективности использования пластины η. Он определяется как отношение тепла, фактически передаваемого пластиной, к теплу, которое передавалось бы, если бы вся пластина имела температуру ее наиболее нагретой точки. Наиболее нагретая точка располагается, бесспорно, вблизи болта тиристора. Эффективность зависит от длины, толщины и формы пластины, от суммарного коэффициента теплоотдачи поверхности $h=h_r+h_c$ и от коэффициента теплопроводности k материала пластины. На основании уравнения (18-1) полную фактическую теплопередачу можно вычислить, умножив коэффициент эффективности использования пластины на суммарную теплоотдачу поверхности, которая является суммой мощностей, отдаваемых за счет радиации и конвекции, вычисленных в указанных выше примерах при $\eta=1$. Коэффициент эффективности использования пластины может быть вычислен при помощи номограммы, приведенной на рис. 18-18. Последовательность действий при пользовании номограммой указана в кружках около шкал.

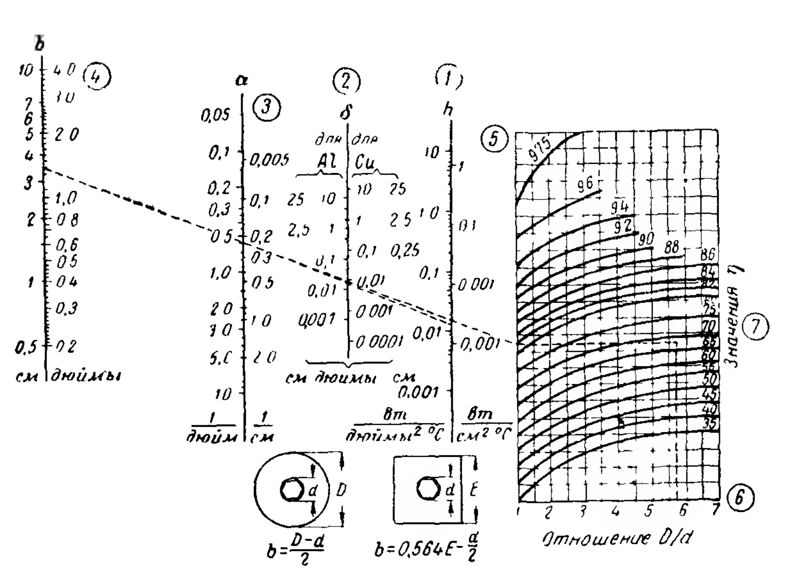


Рис 18-18. Номограмма для определения коэффициента эффективности плоской пластины равномерной толщины.

Пример использования номограммы для определения коэффициента эффективности использования пластин η

Дано. Блок собран из квадратных окрашенных алюминиевых пластин 3×3 дюйма (7,6×7,6 *см*), каждая толщиной 1/64 дюйма (0,4 *мм*), эффективный диаметр головки болта $d=0{,}59$ дюйма (15 *мм*); расстояние между пластинами 1 дюйм (2,54 *мм*); скорость воздуха $v=300$ *фут/мин* (1,5 *м/сек*), температура пластины около болта $T_s=100°$ С, температура окружающего воздуха $T_{окр}=+40°$ С

Задача. Определить полную теплоотдачу каждой пластины

Решение 1-й этап — определение суммарного коэффициента теплопередачи Коэффициент теплоотдачи за счет радиации

$$h_r = 0{,}00038 \text{ вт/см}^2\cdot\text{град } (\S\ 18\text{-}7\text{-}2).$$

Коэффициент теплоотдачи за счет конвекции

$$h_c = 0{,}0017 \text{ вт/см}^2\cdot\text{град } (\S\ 18\text{-}7\text{-}4).$$

Суммарный коэффициент теплоотдачи

$$h = h_r + h_c = 0{,}00038 + 0{,}0017 = 0{,}00208 \text{ вт/см}^2\cdot\text{град}.$$

2-й этап — определение коэффициента эффективности использования пластины по номограммам Находим расчетную величину

$$b = 0{,}564E - \frac{d}{2} = 0{,}564\cdot 76 - \frac{15}{2} = 35 \text{ мм} = 3{,}5 \text{ см}.$$

Отношение

$$\frac{D}{d} = \frac{1{,}28\cdot 7\text{б}}{15} = 5{,}7.$$

При $h=0{,}00208$ *вт/см²·град* и толщине $\delta=0{,}4$ *мм*, как указано пунктирной линией на номограмме коэффициент $\alpha=0{,}58$ Через точки, соответствующие $b=3{,}5$ *см* и $\alpha=0{,}58$, линия проводится до левого края графика, где $D/d=1$ Затем, проводя горизонтальную линию до вертикали $D/d=5{,}7$, находим по графику, что $\eta=0{,}67$

3-й этап — определение фактической полной теплоотдачи. Полная теплоотдача $P = hA\eta\Theta$.

$$P = 0{,}00208\ (7{,}6\cdot 7{,}6\cdot 2)\ 0{,}67\ (100-40) = 9{,}6 \text{ вт/ребро}.$$

Если для пластин используется другой материал, т е не медь и не алюминий, то необходимо использовать в номограмме шкалу для меди, умножив фактическую толщину пластины на отношение теплопроводности рассматриваемого материала к теплопроводности меди

Таким образом, для стальной пластины толщиной в 3,2 *мм* необходимо взять на оси 2 по шкале меди точку при $3{,}2\,\frac{0{,}46}{3{,}85}=0{,}38$ *см*.

Теплопроводность многих материалов, применяемых для изготовления охлаждающих пластин, приведена в табл. 18-5.

Для получения постоянной эффективности при изменении длины охлаждающих пластин необходимо, чтобы толщина изменялась примерно как квадрат расстояния Блоки из многих пластин обеспечивают бóльшую эффективность и лучшее использование материала и веса, чем отдельная плоская пластина

Таблица 18-5

Материал	Теплопроводность k, *вт/см·град*
Алюминий	2,06
Бронза (70 Cu, 30 Zn)	1,06
Медь	3,85
Сталь	0,46

18-7-6. Типовой пример полного расчета радиатора

Дано. Четыре тиристора типа С35 с размерами болта 1/4 28 и шести гранника 9/16 (1,43 *см*) работают в схеме однофазного моста при наибольшем среднем токе 10 *а* на каждый вентиль Из справочных данных видно, что при таком токе в каждом тиристоре тепловые потери будет составлять 16 *вт* и что для успешной работы при данном уровне тока необходимо, чтобы температура головки болта была не выше 92° С при максимальной температуре окружающего воздуха 40° С и условии свободной его конвекции.

Задача. Рассчитать блок пластин, способных обеспечить требуемое охлаждение четырех тиристоров, включенных по мостовой схеме.

Решение 1-й этап — определение максимально допустимой температуры охлаждающей пластины на расстоянии радиуса головки болта. Из

табл 18 1 вытекает, что максимальное тепловое сопротивление от болта к радиатору в случае контакта с применением кремнийорганической смазки составляет 0,35 *град/вт* Отсюда максимальная температура пластины в этой точке не должна превышать

$$92° C-(0{,}35 \cdot 16)=86° C$$

2 й этап — предварительный выбор размеров пластин Выбираются окрашенные вертикальные пластины размером 6×6 дюймов (15,2×15,2 *см*) Расстояние между пластинами 1 дюйм (2,54 *см*) Материал — сталь, толщина 0,08 дюйма (2 *мм*) Предполагается что все потери в вентиле рассеиваются радиатором

3 й этап — определение коэффициента теплоотдачи поверхности пластин и их эффективности Излучение (из номограммы рис 18 15)

$$T_{ср}=\frac{86+40}{2}=63° C,$$

$$h_r=0{,}00022\ вт/см^2\ град.$$

Свободная конвекция (из номограммы рис. 18-16)

$$\Theta=86-40=46° C,\ h_r=0{,}00057\ вт/см^2\ град.$$

Следовательно,

$$h_{полн}=0{,}00079\ вт/см^2\cdot град$$

Коэффициент эффективности использования пластины (из номограммы рис. 18-18)

$$D=1{,}128E=1{,}128\cdot152=170\ мм;$$

$$d=15\ мм\ из\ табл.\ 18\text{-}1;$$

$$b=0{,}564E-\frac{d}{2}=0{,}564\cdot152-\frac{15}{2}=78{,}5\ мм.$$

$$\frac{D}{d}=\frac{170}{15}=11{,}3.$$

Эквивалентная толщина медной пластины

$$\delta_{Cu}=2\frac{0{,}46}{3{,}85}=0{,}24\ мм.$$

Используя эти параметры, получаем с помощью номограммы рис 18 18 $\eta=55\%$

4-й этап — определение фактической полной теплоотдачи для пластин выбранной конструкции.

$$P=hA\eta\Theta=0{,}00079\ (15{,}2\cdot15{,}2\cdot2)\ 0{,}55\ (86-40)=9{,}5\ вт.$$

5 й этап — определение примерной погрешности, пересмотр требований, предъявляемых к радиатору, и пересчет полной теплоотдачи. В данном примере предварительно выбранная конструкция охлаждающих пластин при заданных условиях не обеспечивает отдачу мощности потерь 13 *вт*. Чтобы увеличить теплоотдачу, толщину пластин нужно увеличить примерно в 2,5 раза При использовании же в качестве материала пластин не стали а меди толщиной 2 *мм* достаточно будет применить квадратные пластины 140×140 *мм*.

18-8. ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ БОЛТА

Рассчитанная конструкция радиатора должна быть проверена на опытных образцах. При проверке необходимо пользоваться термопарами (например, медно-константановой термопарой) с толщиной проводов 0,25—0,3 *мм*. Горячий спай термопары должен быть

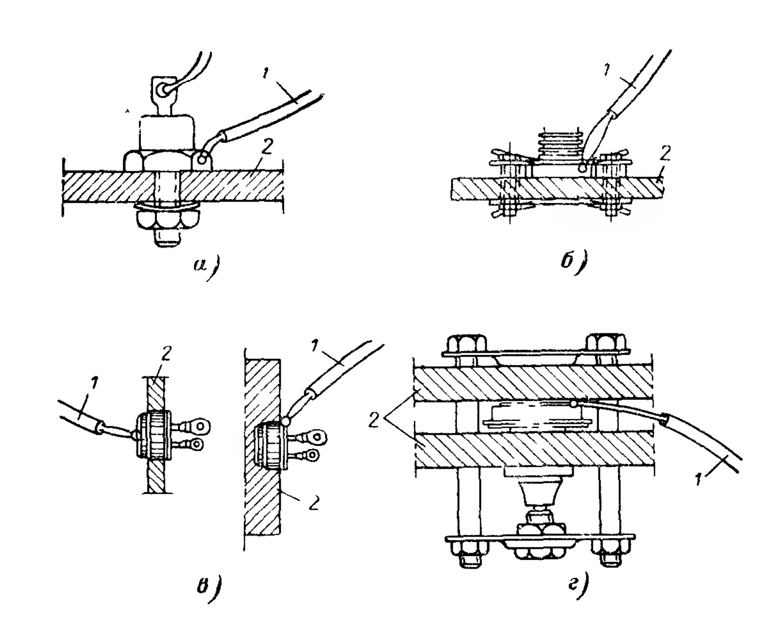


Рис 18 19 Предпочтительные точки прикрепления термопары для измерения температуры корпуса

1 — провода термопары, 2 — теплоотвод *а* — для тиристора с корпусом в виде болта, *б* — для тиристора с плоским основанием корпуса, *в* — для запрессовываемых тиристоров, *г* — для тиристоров с двусторонним охлаждением (типа Пресс Пак)

тщательно припаян к головке корпуса (рис 18-19) Температура в этой точке близка к температуре плоской поверхности корпуса непосредственно под переходом вентиля, доступ к которой закрыт при установке вентиля на радиаторе Точка на корпусе, в которой производится измерение температуры, должна быть закрыта от принудительного обдува воздухом, способного вызвать местное охлаждение Провода термопары также должны быть защищены от потока охлаждающего воздуха, так как они могут являться причиной отвода тепла, что приводит к снижению температуры спая термопары

Если нет возможности использовать предварительно прокалиброванные соединительные провода и измерительный прибор, то следует применить термопарный мостик Необходимо устранить влияние на провода термопары электрических полей, могущих вызвать появление паразитной э д с

Чтобы при испытаниях радиатора узнать, не превысила ли температура корпуса допустимого значения температуры, вместо термопары могут быть использованы термоиндикаторные воски и краски При использовании такого типа индикатора температуры необходи-

мо во избежание ошибок строго придерживаться указаний изготовителя. Индикаторы температуры на основе красок и воска особо рекомендуется использовать при наличии значительных электромагнитных полей, когда в электрические способы измерений могут вкрасться заметные погрешности, или в случае невозможности присоединения термопары к вентилям или к радиаторам во время испытаний, например, когда вентили размещены на роторах или других вращающихся частях машин. При наложении краски необходимо проследить за тем, чтобы ее присутствие не сказывалось существенно на излучающих качествах охлаждаемой поверхности.

Правильный выбор конструкции охлаждающих радиаторов для тиристора по изложенной выше методике может обеспечить большую надежность, снизить стоимость оборудования, а также дать выигрыш с точки зрения веса и габаритов.

Раздел девятнадцатый

НАДЕЖНОСТЬ ТИРИСТОРОВ

19-1. ВВЕДЕНИЕ

Проблема надежности не является новой, однако связанные с ней терминология и методологические вопросы продолжают развиваться по мере того, как технология производства какого-либо изделия совершенствуется и становится все более сложной.

Все возрастающая сложность промышленного оборудования, с одной стороны, и появление и развитие новых деталей и элементов, с другой, заставляют затрачивать значительные усилия на поиск способов контроля и предсказания надежности Эти усилия во многих случаях еще более стимулируются развитием военной техники, требующей оценки и, если необходимо, повышения надежности новых приборов, позволяющих улучшить весо-габаритные показатели, рабочие характеристики и надежность работы космических объектов и систем вооружения. Одним из таких новых многообещающих приборов явился триодный однонаправленный тиристор, основной и исторически первый выпущенный промышленностью представитель семейства тиристоров.

Первый триодный однооперационный тиристор, выпущенный фирмой Дженерал Электрик под обозначением С35, успешно прошел специальные испытания и получил военную приемку всего 2 года спустя после начала его промышленного выпуска. Примерно в то же время было закончено составление технического задания, согласно которому этот прибор вошел составной частью в широко разрекламированную программу разработки высоконадежной ракетной системы «Минитмен». В этой и последующих программах уделялось большое внимание знанию и представлению «врожденной» надежности полупроводниковых приборов, таких, как тиристоры, и тем факторам, связанным с их проектированием (системой параметров, процессом контроля и применением), которые существенно влияют на получаемую надежность. В результате фирма Дженерал

Электрик оказалась в состоянии в весьма короткий отрезок времени разработать и выпустить ряд приборов из семейства тиристоров, предназначенных для конкретных целей в различных областях применения. В настоящее время в число этих приборов входят триодный однооперационный тиристор, тетродный тиристор, кремниевый односторонний и двусторонний ключи (КОК и КДК), триодный и тетродный фототиристоры и двунаправленный тиристор. В разд. 22 иллюстрируется широкий спектр номинальных значений тока и напряжения для этих приборов. Эти приборы нашли разнообразное применение, включая автомобили, вычислительные машины, ракетную технику, космическую и авиационную технику, промышленные устройства управления, системы освещения, станки и бытовую технику.

19-2. ЧТО ТАКОЕ НАДЕЖНОСТЬ?

Надежность может быть определена как вероятность выполнения определенных функций при заданных условиях в течение определенного интервала времени[1]. Надежность является мерилом времени правильной работы в противоположность качеству, которое характеризует соответствие определенным требованиям в заданный момент времени. Хотя надежность системы зависит от таких факторов, как выбор конкретной схемы и расчет, рассмотрение в данном разделе будет ограничено только вопросами, связанными с надежностью элементов. Кроме того, предполагается, что эти элементы используются правильно и что они не подвергаются чрезмерным воздействиям, превышающим их номинальные возможности.

19-3. ИЗМЕРЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ

В случае сложных систем общепринятым критерием оценки надежности является среднее время между отказами (СВМО), т. е. среднее время в часах, в течение которого система работает между двумя отказами, что позволяет оценить стоимость эксплуатации системы. Величина СВМО учитывается при профилактическом обслуживании системы и при оценке ее готовности, определяемой как отношение времени, необходимого для проверки системы, к времени ее полезной работы.

Надежность системы определяется надежностью всех входящих в нее элементов. Процесс определения надежности системы осложняется необходимостью учета факторов относительного «веса», характеризующих влияние выхода из строя отдельных элементов и узлов на работоспособность всей системы, и корректирующих факторов, учитывающих уровни загрузки отдельных деталей. Если этими факторами пренебречь и если сделать дальнейшее допущение, что скорость выхода из строя отдельных элементов является постоянной во времени, то мерилом СВМО может служить интенсивность

[1] В отечественной литературе надежность принято определять как свойство изделия выполнять свои функции в заданном объеме при определенных условиях эксплуатации, т. е. как качественную, а не как количественную характеристику. (Прим. редакторов перевода.)

отказов (ИО), при этом СВМО системы обратно пропорциональна сумме ИО отдельных элементов

Отдельный элемент, каким является полупроводниковый прибор, не может характеризоваться в отношении надежности так же, как и вся система. По этой причине для оценки надежности приборов используют статистический подход, при котором на основе работоспособности выбранного определенного количества приборов при испытаниях судят о работоспособности любого числа таких же приборов, работающих в аналогичных условиях в течение подобного же интервала времени. Статистические измерения базируются на определении числа часов работы с использованием методов теории выборочных испытаний, основанных на допущении, что выбранные образцы характеризуют партию, из которой они были выбраны, в смысле закономерности поведения в течение времени наблюдения.

Карта выборочных испытаний, обычно используемая для полупроводниковых приборов, дается в спецификации Mil-S-19500D (предназначенной для военной аппаратуры) и показана в табл. 19-1. «Интенсивность отказов» — обычно используемый термин, который на практике иногда заменяется величиной допустимого процента дефектов в партии (ДПДП); обычно ИО обозначается буквой λ, причем указывается число часов работы при испытаниях. Таблица позволяет рассчитать с уровнем достоверности 90% интенсивность отказов в зависимости от числа испытанных приборов и числа происшедших отказов.

В соответствии с картой выборочных испытаний удовлетворительная работа 231 прибора в течение 1 000 *ч* означает, что ИО не превышает 1,0% на 1 000 *ч* с 90%-ным уровнем достоверности. Если необходимо получить ИО не выше 0,1% на 1 000 *ч*, то минимальное число приборов, отобранных для испытаний, должно быть равно 2 303, и ни один из них не должен выйти из строя. Такая же ИО получается при выбранной партии в 3 891 прибор, но при этом один может за 1 000 *ч* выйти из строя. В обоих этих случаях успешные испытания будут эквивалентны СВМО, равной 1 000 000 *ч*, для системы, составленной только из соответствующего числа приборов, подвергнутых испытаниям. Из сказанного вытекают следующие выводы

а) Организовать испытания с целью подтверждения интенсивности отказов менее 1% весьма трудно, поскольку испытательные установки и измерительные приборы должны иметь значительно бо́льшее СВМО, чтобы не они влияли на результаты испытаний. Эта проблема усложняется по мере снижения ИО, для получения которой проводят испытания. При этом не только возрастает сложность испытательного оборудования, но одновременно во столько же раз должно возрасти и его СВМО!

б) Термин «интенсивность отказов», по-видимому, является неудачным. Для специалиста в области надежности он связывает работоспособность ограниченного числа наблюдавшихся при испытаниях приборов с вероятной работоспособностью бесконечной партии. Для тех, кто не знаком с примененным статистическим подходом, это выражение создает впечатление о реальном количестве дефектов, к несчастью, неверное.

Таблица 19-1

Карта выборочных испытаний для определения λ с 90%-ным уровнем достоверности

В таблице приведен минимальный объем выборки, подлежащей испытанию, чтобы с 90%-ным уровнем достоверности утверждать, что ДПДП, или λ, %, на 1 000 *ч*, не превышает величин, указанных в верхней графе

Номер испытания	Допустимый процент дефектных изделий или λ, % 10³ *ч* → Количество забракованных изделий ↓	20	15	10	7	5	3	2	1,5	1	0,4	0,5	0,3	0,2	0,1
		Минимальный объем выборки													
1	0	11	15	22	32	45	76	116	153	231	328	461	440	1 152	2 303
2	1	18	25	38	55	77	129	195	258	390	555	778	1 298	1 946	3 891
3	2	25	34	52	75	105	146	266	354	533	759	1 065	1 777	2 662	5 323
4	3	32	43	65	94	132	221	333	444	668	953	1 337	2 228	3 341	6 681
5	4	38	52	78	113	158	265	398	531	798	1 140	1 599	2 667	3 997	7 994
6	5	45	60	91	131	184	308	462	617	927	1 323	1 855	3 099	4 638	9 245
7	6	51	68	104	149	209	349	528	700	1 054	1 503	2 104	3 515	5 264	10 533
8	7	57	77	116	166	234	390	589	783	1 148	1 680	2 355	3 931	5 886	11 771
9	8	63	85	128	184	258	431	648	864	1 300	1 854	2 599	4 334	6 498	12 995
10	9	69	93	140	201	282	471	409	945	1 421	2 027	2 842	4 739	7 103	14 206
11	10	45	100	152	218	306	511	770	1 025	1 541	2 199	3 082	5 147	7 704	15 407

19-4. ИНТЕНСИВНОСТЬ ОТКАЗОВ ТИРИСТОРОВ

Уже на ранних этапах разработки и применения было очевидно, что тиристоры должны привести к увеличению надежности оборудования В 1962 г в спецификации Mil HDBK 217 были указаны следующие значения ИО для приборов, работающих при номинальной мощности (на 1 000 *ч* работы)

Полупроводниковые диоды	0 1%
Транзисторы	0,2%
Приемно-усилительные лампы . . .	0,2—0,9%
Генераторные лампы	1,0—2,0%
Непроволочные резисторы	0,045%
Трансформаторы магнитные усилители и другие аппараты с намоточными катушками (изоляция класса Н, температура от 0 до 90° С)	0,5%

В то время тиристоры не указывались отдельно в этой спецификации, но были включены вместе с полупроводниковыми диодами Двумя причинами почему тиристоры были объединены с диодами, а не с транзисторами являются следующие 1) тиристоры имеют геометрию полупроводниковой структуры, значительно менее подверженную воздействию разрушающих факторов на поверхность, чем транзисторы, 2) тиристор является ключевым прибором, а не линейным усилителем, и потому менее зависит от возможного ухудшения параметров

С 1962 по 1965 г в совокупности около 500 тиристоров типа С35 были подвергнуты нескольким циклам испытаний по 1 000 *ч* при полной нагрузке причем отбор тиристоров и испытания проводились в соответствии со спецификацией Mil S 19500/108 При этом ни один тиристор не был признан отказавшим за счет ухода характеристик за пределы, оговоренные в этой спецификации Рассчитанная по результатам этих испытаний интенсивность отказов не превышает 0,46% на 1 000 *ч* работы с 90%-ным доверительным уровнем

В спецификации Mil HDBK 217 предельными критериями, используемыми для определения отказа, являются обрыв, короткое замыкание и значительное отклонение от начальных характеристик за короткий отрезок времени Предельные критерии в спецификации Mil S 19500/108 более строги увеличение прямого или обратного тока утечки более чем вдвое и увеличение управляющего тока, необходимого для отпирания, более чем в 1,1 раза по сравнению со значениями этих параметров в момент отбора С определенным запасом было установлено, что около 10% наблюдавшихся по этим нормам отказов являются катастрофичными, поэтому коэффициент 10 может быть принят для пересчета интенсивности отказов, определенной с учетом критериев спецификации Mil S-19500/108 Это позволяет провести более правильное сопоставление с подходом на основании Mil HDBK 217 С учетом этого коэффициента вышенайденная максимальная интенсивность отказов была уменьшена до 0,046% на 1 000 *ч* работы с 90%-ным уровнем достоверности Даже если интенсивность отказов приборов будет неизменной, а не будет снижаться, это означает, что СВМО равно 2 150 000 *ч*

Стабильность параметров триодных тиристоров в течение длительного интервала была продемонстрирована во время испытаний, начатых в 1960 г, с использованием некоторых из впервые выпущенных промышленностью приборов Условия испытаний были случайными, приближенно напоминающими условия в которых приборы могли находиться при длительной эксплуатации в облегченном режиме Температурные циклы, выдержка при различных окружающих температурах и нерегулярные кратковременные интервалы работы при небольших токах являлись характерными для этих испытаний

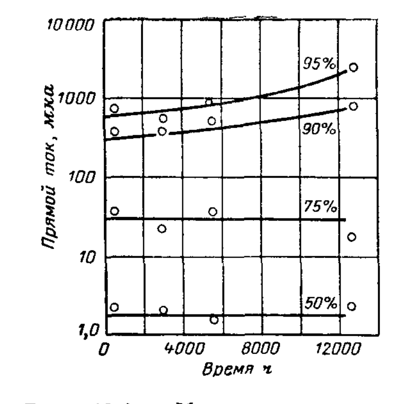


Рис 19 1а Изменение прямого тока утечки в процессе работы тиристоров С35 На кривых указан процент общего числа приборов имеющих прямой ток, не более даваемого экспериментальными точками

На такие испытания было поставлено 49 приборов из которых три отказали весьма скоро Один из них вышел из строя из за механического повреждения причина которого была в дальнейшем устранена за счет улучшения конструкции Изучение двух других вышедших из строя приборов показало что причиной отказа является негерметичность спая Усовершенствование технологии изготовления корпуса и окончательной герметизации вентилей, а также разработка методов обнаружения утечки с повышенной чувствительностью позволили с тех пор наладить эффективный контроль над возможностью появления подобных дефектов

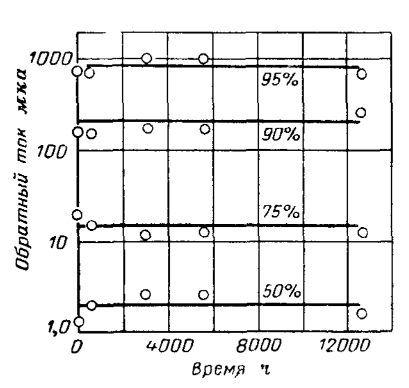


Рис 19 1б Изменение обратного тока в процессе работы тиристоров С35

Наблюдения над оставшимися 46 вентилями показали, что наиболее существенной характеристикой давшей изменение, является величина прямого тока в закрытом состоянии Хотя трудно оценить степень погрешности, обусловленной измерительными приборами можно предположить, что у многих приборов имело место заметное

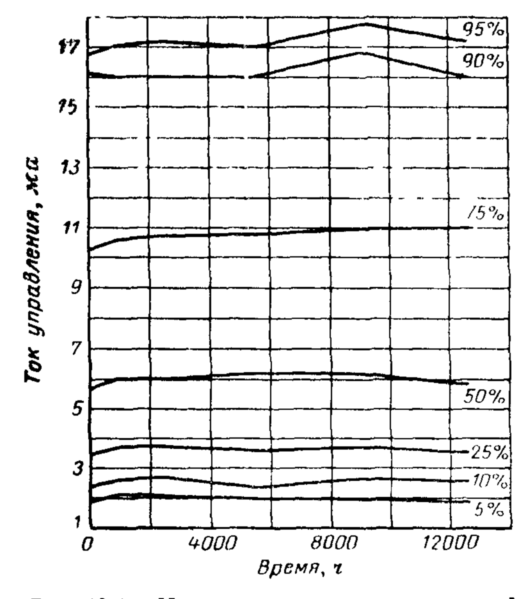


Рис 19-1в Изменение управляющего тока $I_{у0}$, необходимого для отпирания, в процессе работы тиристоров С35

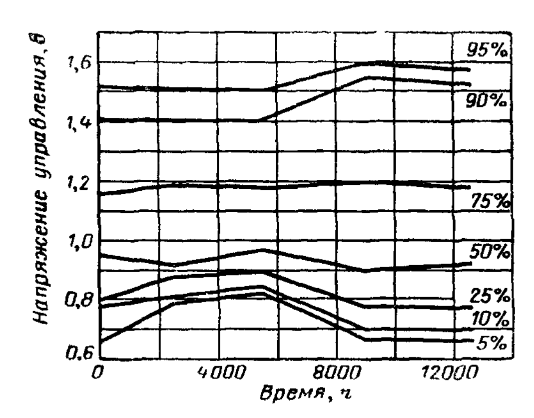


Рис 19 1г Изменение управляющего напряжения $U_{у0}$ отпирания в процессе работы тиристоров С35

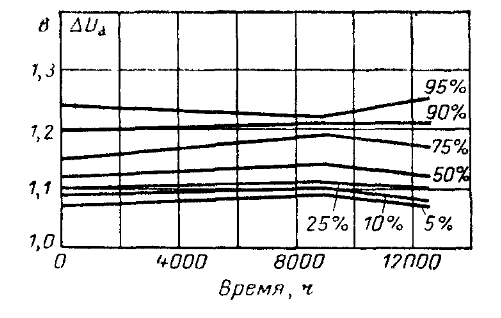


Рис 19 1д Изменение мгновенного прямого падения напряжения в процессе работы тиристоров С35

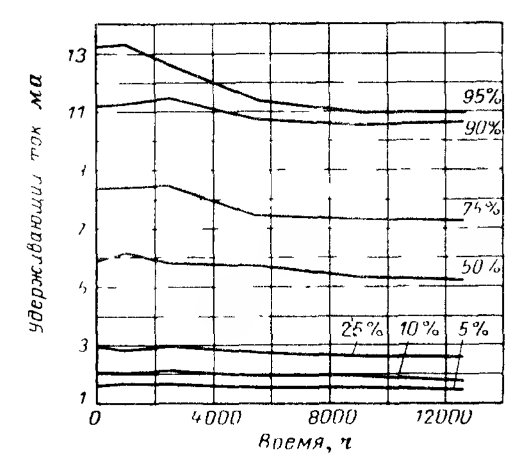


Рис 19 1е Изменение удерживающего тока $I_{удерж}$ в процессе работы тиристоров

изменение прямого тока утечки На рис 19-1а и 19-1б показано процентное изменение прямого и обратного токов утечки за время испытаний в течение 12 500 *ч* Рисунки 19-1в—19 1ж показывают процентное распределение приборов по управляющему току и напряжению, необходимому для отпирания, напряжению отпирания «по аноду», падению напряжения в открытом состоянии, току удержания и прямому напряжению отпирания для тех же приборов в течение такого же интервала Так как измерения этих величин весьма чувствительны к возможным ошибкам, действительные изменения параметров со временем существенно меньше тех, которые

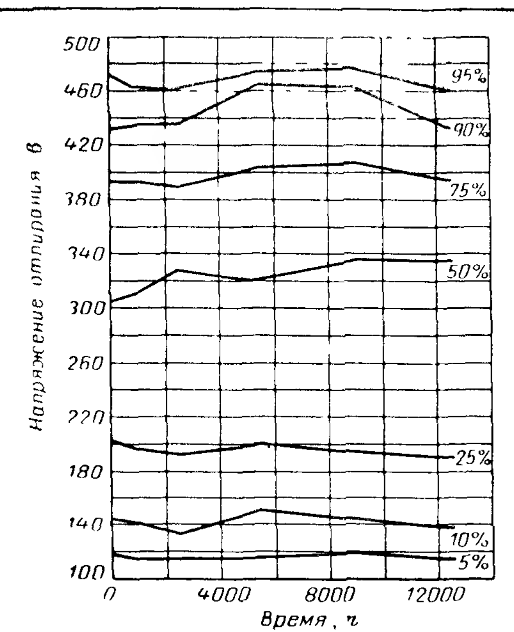


Рис. 19-1ж. Изменение напряжения отпирания $U_{отп}$ в процессе работы (по результатам испытаний тиристоров С35 и С35А).

могут быть с уверенностью отмечены с помощью имевшихся измерительных приборов.

Истинные измерения надежности могут быть сделаны только на основе работоспособности в реальной аппаратуре. К сожалению, изготовители элементов не имеют подходящих способов собирать данные о времени наработки их приборов в эксплуатационных условиях для анализа интенсивности отказов. При этом, однако, важно отметить быстрое внедрение тиристоров в такие традиционно консервативные отрасли, как производство стали, алюминия и бумаги, где приборы и системы должны быть тщательно проверены перед их использованием. Это необходимо в связи с весьма тесной зависимостью между стоимостью продукции в этих отраслях и надежностью и эффективностью оборудования. Только в этих отраслях промышленности в период с 1962 по 1965 г. установленная мощность поставленных или закупленных управляемых преобразователей с тиристорами составила около 500 000 *квт*.

19-5. РАЗРАБОТКА ТИРИСТОРОВ ДЛЯ УСТРОЙСТВ ОСОБОЙ НАДЕЖНОСТИ

Разработка надежных приборов требует уверенности, что характеристики, определяющие работоспособность, будут оставаться в пределах допуска в течение полезного срока службы прибора.

Это, в частности, относится к тепловой и механической стойкости конструкции прибора.

Для сохранения тепловой стойкости конструкции важно, чтобы условия передачи тепла не ухудшались бы, так как температура *p-n*-перехода является одним из основных ограничивающих факторов. Ухудшение условий отвода тепла может привести к тепловой неустойчивости и к разрушению прибора. Термокомпенсирующие прокладки между основными элементами вентиля должны быть тщательно выбраны с учетом их коэффициентов теплового расширения в заданном диапазоне температур, что необходимо для снижения проявлений усталости металлов

Механическая надежность требует использования прочной конструкции с малой массой и малыми моментами инерции и устранения механических резонансных явлений в обычных диапазонах вибрационных и ударных ускорений Весьма критичным является способ защиты поверхности перехода независимо от того, используется ли герметизация или пассивация Так как отказы, которым предшествует постепенное ухудшение свойств прибора, обычно вызываются изменением состояния поверхности перехода, то надежность тесно связана с целостью защитного покрытия поверхности

Длительные исследования и многочисленные разработки привели к созданию технологии, позволяющей использовать более дешевые материалы и процессы при изготовлении полупроводниковых приборов с ограниченными предельными параметрами, но не с пониженной надежностью. Температурный диапазон для приборов серии С30, например, ограничен значениями $-40 \div +100^\circ$ С. Следовательно, эти приборы должны быть способны выполнять определенные функции в температурном интервале 140° С. В то же время для приборов типа С35 диапазон температуры равен от -65 до $+150^\circ$ С, и они должны надежно работать при изменении температуры на 215° С, что значительно усугубляет требования как к спаю стекла с металлом корпуса, так и к механической прочности паяных контактов кремниевого диска, через которые отводится тепло

Снижение стоимости может быть также получено за счет новой технологии, что иллюстрируется вентилями типа С106. Эффективная пассивация и разработка удачной оболочки позволили отказаться от герметичных спаев стекла с металлом. Это позволило организовать их широкий выпуск при низкой стоимости и без ухудшения надежности.

19-6. ПРОИЗВОДСТВО НАДЕЖНЫХ ПРИБОРОВ

Весь технологический процесс должен быть тщательно отработан и должен тщательно контролироваться, чтобы все показатели, включая надежность, сохранялись во всей выпускаемой продукции. Ниже указаны некоторые аспекты процесса производства, обеспечивающие более благоприятные возможности для достижения высокой надежности.

Материалы. Полные и правильные деталированные требования к материалам относятся к числу очевидных. Однако важны также правильные способы, позволяющие полно оценивать свойства материалов как до, так и в процессе (что существенно, например, для

газов) их использования. Необходимые методы весьма разнообразны и часто сложны. Они должны обеспечить оценку пригодности материалов с электрической, механической, физической, химической и других точек зрения.

Квалификация рабочих. Строгие испытания и проверки по стандартам во всем технологическом процессе обеспечивают эффективные средства контроля за производством. Однако во всякой технологии всегда присутствует человек, даже в полностью автоматизированном производстве, и строгие требования к квалификации работников помогают поддерживать и осуществлять необходимый контроль за производством.

Оборудование. Станки и оборудование, используемые в производстве полупроводниковых приборов, могут дать существенный вклад в надежность готового прибора, если их конструкция является удобной для наладки и обслуживания, обеспечивает повторяемость и легкость выполнения операций, снижая или устраняя утомление оператора.

Проверки и испытания. Разработка и эффективное применение межоперационного контроля и испытаний приборов служат для поддержания действенного контроля за производством с минимальным запаздыванием во времени корректирующих действий, когда обнаруживается их необходимость. Проверка может включать в себя измерения электрических параметров как частично собранных деталей (подсборок), так и готовых узлов, а также механические, климатические и электрические испытания готовых приборов, иногда в утяжеленных режимах.

19-7. МЕХАНИЗМЫ ОТКАЗОВ

Механизмом отказа следует считать те химические и физические процессы, которые приводят к возможному отказу прибора. Виды механизмов повреждении, которые наблюдались для различных элементов приборов, перечислены в табл. 19.2. В таблице показаны также виды воздействий, на которые реагирует каждый механизм.

Если в каком-либо определенном типе прибора при данном процессе будет преобладать более чем несколько таких механизмов повреждений, то неразумно предполагать, что будет достигнута та степень надежности, которая была продемонстрирована многими другими полупроводниковыми приборами. Механизм, оказывающий преобладающее действие на данный тип прибора, будет меняться в зависимости от конкретных особенностей конструкции и метода изготовления данного прибора.

19-7-1. Дефекты структуры

Считается, что дефекты структуры являются следствием слабости частей, неточностей изготовления и недостатков механической конструкции. Различные испытания, проведенные в процессе изготовления, например определение прямого падения напряжения при высоких уровнях плотности тока и измерение тепловых сопротивлений, весьма облегчают контроль за подобными дефектами. Эти

испытания помогают также выявить и устранить приборы, случайно отклоняющиеся от нормы.

Что касается тиристоров, то у них видами отказов, которые вызываются обычно механическими дефектами, являются: чрезмерное прямое падение напряжения, невозможность отпирания при соответствующих параметрах управляющего импульса и разомкнутая цепь между зажимами анода и катода. Так как эти виды причин отказов относительно редки, то склонность к данному виду отказов незначительна.

19-7-2. Дефекты герметизации

Эти дефекты обусловливаются недостатками герметичных уплотнений, в результате чего нежелательные примеси из атмосферного воздуха могут достичь вентильного элемента. Кислород и влажность, находящиеся в атмосфере, могут изменить поверхностные характеристики кремния.

Изменение поверхностной проводимости проявляется в постепенном повышении величины прямого и обратного тока утечки. Так как тиристор является прибором, срабатывающим от тока, то он теряет свою способность запирать номинальное напряжение, если прямой ток утечки увеличится и превысит определенную критическую величину. Эта причина может привести в итоге к катастрофическому отказу. Скорость деградации зависит преимущественно от степени негерметичности и от температуры.

Возможность использования того или иного способа обнаружения утечки вентиля зависит от конструкции прибора и порядка величины обнаруживаемой утечки. Ниже приводятся некоторые методы:

окрашивание под давлением — проникновение краски под давлением. Метод удобен для приборов, герметизируемых с помощью прозрачного стекла, так как эффект герметизации видим;

водяная ванна под давлением с последующим электрическим контролем. Здесь используется вода с небольшой добавкой смачивающего агента (моющая жидкость или спирт). Целесообразность метода ограничена, если внутренние поверхности вентильного элемента покрыты эмалью или краской или если требуется обнаружение очень малых степеней утечки;

пузырьковые испытания — погружение вентиля в нагретую жидкость, например глицерин или светлый этиленгликоль. Дефект герметизации видим. Этот метод пригоден для обнаружения лишь очень больших утечек;

гелий — вентиль подвергается воздействию гелия под давлением. Критерий отказа основывается на измерении скорости поступления гелия внутрь прибора и выхода его затем наружу;

метод «Радифло» — вентиль подвергается воздействию радиоактивного газа под давлением. Критерий отказа основан на подсчете радиоактивности, полученной прибором.

19-7-3. Внутренние загрязнения

Попадание внутрь герметичного корпуса ионизируемого под действием электрического поля материала может привести к механизмам отказов, аналогичным тем, которые имеют место в резуль-

Таблица 19-2

Механизмы повреждений и связанные с ними внешние воздействия

Механизм повреждений	Внешние воздействия: Механические: Статическое усилие	Механические: Удар	Механические: Вибрация	Механические: Давление	Температурные: Статические	Температурные: Ударные	Температурные: Циклические	Электрические: Напряжение	Электрические: Ток	Электрические: Мощность: непрерывно	Электрические: Мощность: циклически	Разные: Коррозия	Разные: Пыль	Разные: Влажность	Разные: Радиация
Структурные дефекты:															
слабые части	●	●	●	●	●	●	●			●	●				
слабые соединения	●	●	●	●	●	●	●			●	●				
свободные частицы		●	●				●				●				
термическая усталость						●	●				●				
Утечки через корпус				●		●	●			●		●	●	●	
Внутренние примеси (загрязнения):															
уловленные посторонние газы					●		●								
потери газонаполнителя					●		●								
уловленные ионизирующие примеси					●			●							
захват неосновных носителей в базе					●				●						
ионная проводимость					●		●	●	●	●					
коррозия					●			●	●	●					
Электрические дефекты (несовершенство перехода)								●	●	●					
Диффузия металла					●					●					
Чувствительность к радиации															●

тате дефектов герметизации, если постороннее включение достаточно велико. Особенностью отказа, обусловленного данной причиной, является то, что величина происходящего изменения электрических параметров ограничена Данный механизм отказа не представляет собой перманентного изменения характеристик поверхности кремния, но может представлять собой изменение ширины базы вблизи поверхности кремния Это явление часто обратимо, причем восстановление осуществляется при устранении электрического поля и действия повышенной температуры

Так как тиристор является скорее бистабильным, чем линейным прибором, то этот вид механизма отказа может вызывать опасения только тогда, когда прямой ток утечки может возрасти до величины, при которой происходит самопроизвольное отпирание Вероятность появления таких отказов мала, если не учитывать слаботочные высокочувствительные приборы с небольшой площадью перехода Однако даже у них этот механизм часто можно устранить за счет подачи отрицательного смещения на управляющий электрод или введения сопротивления в цепь УЭ — катод.

19-7-4. Электрические дефекты материала

Данный тип механизма повреждений обусловливается в основном недоброкачественным изготовлением перехода Дефекты подобного характера редко встречаются в тиристорах вследствие относительно большой ширины их базы, а также потому, что запирающие переходы получают посредством процесса диффузии, который допускает постоянный контроль за глубиной и однородностью получаемого перехода

19-7-5. Диффузия металла

Из всех возможных механизмов повреждений, наблюдающихся в полупроводниковых приборах, наименее существенным является диффузия металла. Несмотря на то, что диффузия происходит в течение длительного периода времени, когда оба металла находятся в тесном контакте при высокой температуре, скорость, с которой такая диффузия протекает, настолько незначительна, что она фактически не оказывает влияния в течение всего срока службы прибора

19-7-6. Радиоактивное облучение

Степень радиоактивного облучения, фактически допускаемая данным прибором, может быть определена только на основании испытаний данного прибора на радиацию Примерные допуски на радиацию были определены опытным путем для вентилей С35 (серия 2N685) Было установлено, что критические уровни составляют 10^{14} нейтрон в случае бомбардировки быстрыми нейтронами и 5×10^5 *рентген/сек* — в случае гамма-облучения

Бомбардировка кремния быстрыми нейтронами приводит к перманентному повреждению решетки кристалла с соответствующим

снижением срока жизни неосновных носителей. К числу существенных эффектов, которые наблюдаются при интенсивности потока нейтронов от 10^{13} до 10^{14} нейтрон, следует отнести возрастание управляющего тока, необходимого для отпирания, и в меньшей степени возрастание удерживающего тока, падения напряжения в отпертом состоянии и напряжения отпирания.

Хотя гамма-радиация может также оказывать непрерывное влияние на тиристоры, можно все-таки предполагать, что повреждения, вызванные обычным облучением, обусловливаются в основном бомбардировкой быстрыми нейтронами. Гамма-излучение создает за счет фотоэлектрического и комптоновского процессов электроны с большим уровнем энергии, вызывающие утечку тока во время облучения. Высокие уровни импульсов облучения могут оказывать преходящее воздействие, сводящееся к отпиранию тиристора. При интенсивности 10^6 *рентген/сек* вероятность того, что тиристоры серии С35 будут отпираться без подачи управляющих сигналов, составляет 50%.

19-8. ВЛИЯНИЕ СНИЖЕНИЯ НАГРУЗКИ

Из сказанного выше следует, что наиболее вероятным механизмом отказа является снижение прямой запирающей способности в результате нарушения герметизации или за счет внутренних включений. При этом в вентиле происходят химические или электрохимические процессы, и поэтому скорость их протекания зависит от величины температуры и (или) приложенного напряжения.

Если за счет снижения нагрузки по току, ограничения температуры или напряжения ухудшение характеристик такого «ослабленного» прибора замедлено, то его отказ произойдет позже, СВМО увеличится, а интенсивность отказов уменьшится. Предположим, например, что партия в 778 приборов испытывается при номинальных условиях в течение 1 000 *ч* и один прибор выходит из строя. Вычисленная по табл. 19-1 величина λ равна 0,5, и СВМО составляет 200 000 *ч*. Если же отказавший прибор проработал бы 1 000 *ч* за счет снижения нагрузки, то величина λ снизилась бы до 0,3%/10^3 *ч*, СВМО составила бы 330 000 *ч*.

Корректирующий коэффициент, учитывающий влияние нагрузки на интенсивность отказов, зависит от особенностей конкретного типа прибора. На этот коэффициент существенное влияние оказывают наиболее вероятные виды механизмов отказа и степень их зависимости от уровня нагрузки.

Для того чтобы получить примерные зависимости этого коэффициента от основных факторов, необходимо изучить поведение партий тиристоров, подверженных в ходе испытаний воздействию температуры, напряжения, тока и их совместному воздействию. К числу очевидных ограничений при таких испытаниях относятся:

1) Невозможность провести испытания в течение числа часов, достаточного для получения действительной статистической оценки для большого набора различных условий.

2) Малая вероятность наблюдаемых отказов. Отказы при испытаниях должны происходить при всех задаваемых условиях испытаний, чтобы можно было рассчитать соответствующую интенсивность отказов.

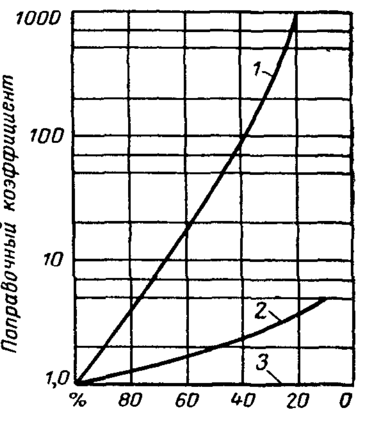


Рис 19-2. Зависимость коэффициента увеличения интенсивности отказов тиристора от степени уменьшения параметров режима по сравнению с их номинальными значениями Для получения ИО при облегченном режиме работы надо ИО при номинальном режиме разделить на коэффициент, полученный при данном снижении напряжения или температуры перехода

1 — зависимость от уменьшения температуры вентильного элемента; *2* — зависимость от прямого или обратного напряжения, *3* — зависимость от прямого тока.

Данные, полученные из промышленности, были использованы совместно с полученными при испытаниях результатами для выработки зависимости интенсивности отказов от ряда факторов, показанной на рис. 19-2. Из-за ограничений подобных вышеуказанным, значения поправочного коэффициента, показанные на рис. 19-2, несколько ниже тех, которые получаются на практике. Приведенные значения этого коэффициента применимы, вообще говоря, к тиристорам, выпускаемым фирмой Дженерал Электрик.

Как указано в § 19-4, вычисленная величина ИО для тиристоров типа С35 не превышает 0,46%/10^3 *ч*. За счет учета изменения параметров, приводящих к отказам, она была снижена до 0,046%. Так как эти испытания проводились при номинальных условиях, то дальнейшее снижение интенсивности отказов возможно за счет использования тиристоров при облегченных условиях. Как следует из рис. 19-2, уменьшение ИО в 2 и 40 раз может иметь место, если тиристоры используются при максимальном напряжении, равном 50% от номинального, и температуре перехода, равной 50% от расчетной температуры для непрерывного режима (соответственно). При одновременном снижении обоих факторов максимальная интенсивность отказов уменьшится с 0,046 до 0,00058%/10^3 *ч*, а СВМО возрастет от 2 150 000 до $1{,}75 \cdot 10^8$ *ч*.

Получение и публикация подобных данных и поправочных коэффициентов позволяют экстраполировать значения интенсивности отказов и тем самым обеспечивают снижение стоимости и возможности ошибок, свойственных обширным испытаниям, которые иначе были бы необходимы для демонстрации весьма низкой ИО, известной из практики для различных полупроводниковых приборов, включая триодные тиристоры и другие приборы из семейства тиристоров.

СХЕМЫ СТЕНДОВ ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ ТИРИСТОРОВ

20-1. ВВЕДЕНИЕ

Описываемые ниже схемы служат для ряда целей — входной контроль поступающих тиристоров, проверка тиристоров в утяжеленных режимах, профилактическая проверка характеристик, сравнение приборов различных типов и фирм изготовителей, более подробное исследование характеристик тиристоров. Приводимые схемы позволяют получать результаты, которые можно сопоставлять с минимальными или максимальными значениями параметров, указываемых в справочных данных для данного типа вентилей.

20-2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Форма тока на входе какой-либо схемы с тиристорами и форма кривой тока и напряжения на выходе этой схемы могут быть искажены как вследствие работы этой схемы (например, при фазовом методе регулирования выходного тока и напряжения), так и вследствие нелинейности характеристик самого тиристора (например, логарифмической зависимости между падением напряжения и анодным током). Поэтому правильный выбор измерительных приборов для определения параметров тиристоров представляет первостепенное значение, если требуется получить достаточно точные результаты.

Неуправляемые вентили и тиристоры обычно характеризуются средним значением прямого тока, причем эта величина определяется как среднее значение однополупериодного тока, показываемое амперметром постоянного тока, включенным последовательно с данным вентилем. Среднее значение тока не следует путать с действующим значением, которое является мерой нагревающего эффекта (I^2t) тока с данной формой кривой при прохождении через линейное сопротивление. Отношение действующего значения к среднему значению при любой форме кривой называется коэффициентом формы (F), и этот коэффициент F является функцией гармонического состава данной кривой. Для чистого (без гармоник) постоянного тока $F=1$, причем F возрастает по мере возрастания содержания гармоник. Коэффициент формы при полном (двухполупериодном) выпрямлении синусоиды равняется 1,11; при однополупериодном выпрямлении синусоиды он возрастает до 1,57.

Двунаправленные тиристоры (триаки) исходя из их принципа действия, характеризуются действующим значением тока.

Тип прибора, используемого для измерения напряжения на входе схемы с тиристорами, зависит от вида питающего напряжения. Если на вход подается переменное напряжение, то его следует измерять прибором, реагирующим на действующее значение. Следует отметить, что многие распространенные типы приборов, градуированные по действующему значению (вольтамперомметры, многие ламповые вольтметры) дают правильные показания только, когда измеряемое напряжение является чистой неискаженной синусоидой (приборы выпрямительной системы практически измеряют среднее

значение тока, но отградуированы по действующему значению с учетом $F=1,11$). Имеются три типа приборов, которые дают истинное действующее значение, не зависящее от формы кривой: приборы электромагнитной, электродинамической и термоэлектрической систем: приборы электродинамической системы точны и недороги, приборы термоэлектрической системы очень точны, но боятся перегрузок, в то время как приборы электромагнитной системы хотя и недороги, но имеют ограниченный частотный диапазон. Типичная кривая в виде «отсеченной синусоиды», получаемая при фазовом управлении в тиристорной схеме, содержит высокий процент гармоник, которые могут находиться за пределами частотного диапазона электромагнитной системы. Напряжение на выходе выпрямителя и токи отдельных тиристоров могут измеряться обычными приборами магнитоэлектрической системы. Действующее значение тока в цепи нагрузки должно измеряться амперметром электродинамической или электромагнитной системы. Напряжение гармоник лучше всего измерять осциллоскопом, но можно и вольтметром, реагирующим на действующее значение, последовательно соединенным с конденсатором, сопротивление которого для гармоник много меньше, чем сопротивление вольтметра. Амплитудное значение напряжения обычно измеряется с помощью осциллографа или амплитудного вольтметра.

20-3. СХЕМЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ОБРАТНОГО И ПРЯМОГО ЗАПИРАЕМЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКА УТЕЧКИ

20-3-1. Измерение прямого и обратного запираемых напряжений для двунаправленных и однонаправленных тиристоров на токи свыше 2 *а*

На рис. 20-1 приведена схема для снятия прямой (при запертом состоянии) и обратной ветвей вольт-амперной характеристики всех одно- и двунаправленных тиристоров фирмы Дженерал Электрик, рассчитанных на малые, средние и большие токи, за исключением приборов на ток менее 2 *а*. Схема состоит из регулируемого источника питания с ограничением тока, от которого на испытываемый тиристор подается напряжение в виде полуволны синусоиды.

В качестве измерительных приборов используются магнитоэлектрические амперметр и вольтметр. Для наблюдения прямой и обратной ветвей вольт-амперной характеристики можно дополнительно использовать осциллограф (с отдельными входами горизонтального и вертикального отклонения). Методика испытаний сводится к следующему:

1. Измерение $U_{отп}$ или $U_{пр\ м}$ для двунаправленных тиристоров и прямого тока утечки.

Переключатель $П_1$ устанавливается в положение «Прямое». При помощи автотрансформатора $Тр_1$ повышается напряжение, пока вольтметр V не будет показывать желаемое напряжение $U_{отп}$ или $U_{пр\ м}$. Среднее за период значение тока утечки определяется по амперметру, амплитудное — по экрану осциллографа. Для измерения действительного значения напряжения отпирания надо повышать

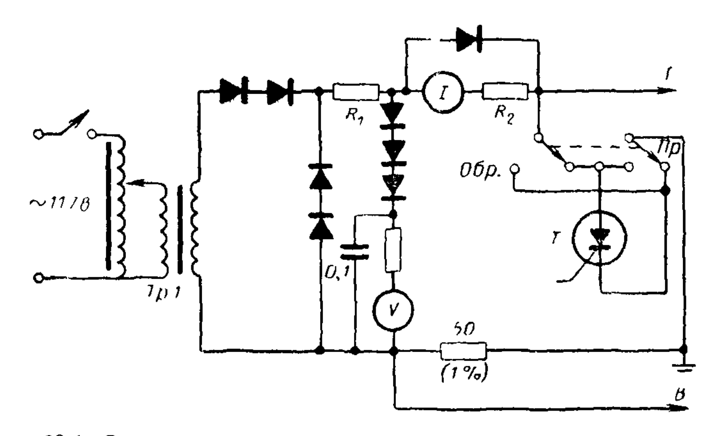


Рис. 20-1. Схема установки для измерения прямой и обратной запирающей способности тиристоров.

R_1 (*ком*) выбирается не менее пятикратного значения паспортного тока утечки испытуемого тиристора (*ма*); R_2 — 10 *ом* минус сопротивление амперметра *I*. Вольтметр *V* с полным отклонением 1 *кв* и потребляемым током 50 *мка* Амперметр *I* на ток 500 *ма* Трансформатор 117/700 *в*, 100 *ма* или эквивалентный, *В* — ко входу вертикального отклонения осциллографа; *Г* — ко входу горизонтального отклонения осциллографа.

напряжение с помощью $Тр_1$ до тех пор, пока по экрану осциллографа не будет видно, что испытываемый вентиль переключается, кроме того, в момент отпирания амперметр *А* покажет резкое увеличение тока. При этом приложенное напряжение никогда не должно превышать допустимого прямого напряжения $U_{пр\,доп}$, если таковое указано в справочных данных.

Проверка ветви характеристики двунаправленных тиристоров, расположенной в *III* квадранте, производится аналогично при перебросе переключателя $П_1$ в положение «Обратное»

2 Измерение $U_{обр\,м}$ и обратного тока утечки Переключатель $П_1$ устанавливается в положение «Обратное». Напряжение питания поднимается до тех пор, пока вольтметр *V* не покажет номинальное $U_{обр\,м}$ для данного типа тиристора. Среднее за период значение обратного тока утечки определяется по амперметру *А*, амплитудное — по экрану осциллографа.

20-3-2. Измерение прямого и обратного запираемых напряжений и токов утечки для тиристоров на токи менее 2 *а*

Схема на рис. 20-2 позволяет весьма просто измерять мгновенные значения тока утечки и запираемого напряжения для слаботочных тиристоров. Следует подчеркнуть, что кнопка $К_1$, включаемая только на момент измерения, позволяет уменьшить нагрев

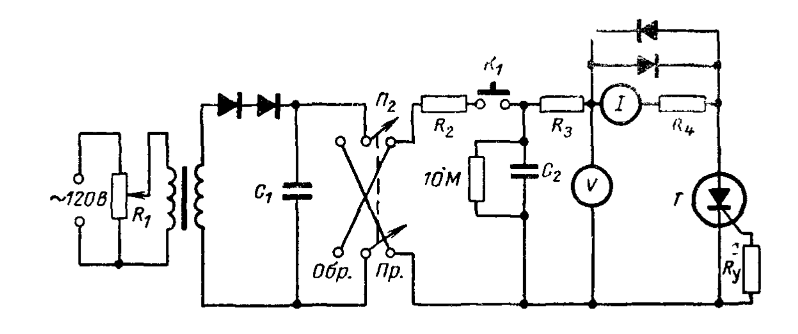


Рис. 20-2. Схема установки для измерения прямой и обратной запирающей способности тиристоров на малые токи.

Вольтметр *V* — 500—0—500 *в*, микроамперметр *I* — 100—0—100 *мка* (оба с нулем посередине шкалы); R_1 — 3 *ком*, 5 *вт*, R_2, R_3 — по 100 *ком*; R_4 — 2,5 *ком* минус сопротивление микроамперметра *I*, C_1 — 50 *мкф* 450 *в* (можно электролитический), C_2 — 1 *мкф*, 600 *в* (не электролитический)

испытуемого тиристора, и поэтому ее исключать из схемы нецелесообразно Чтобы произвести измерения при повышенной температуре, испытываемый тиристор *Т* следует поместить в термостат. При измерении переключатель $П_1$ устанавливается в положение *Пр* (прямое), и при нажатой кнопке $К_1$ напряжение поднимается до нужной величины, отмечаемой по вольтметру *V*. Ток утечки определяется по микроамперметру *I*. Для определения действительного напряжения отпирания движок резистора R_1 поворачивают до тех пор, пока стрелка прибора *I* не покажет резкого увеличения тока, а стрелка прибора *V* — уменьшения напряжения на тиристоре. Показание вольтметра непосредственно перед этим и является действительным значением $U_{отп}$. Измерения обратного тока утечки при определенном обратном напряжении производятся при перебросе $П_1$ в положение *Обр*

20-4. ИЗМЕРЕНИЕ УПРАВЛЯЮЩИХ ТОКА ОТПИРАНИЯ И НАПРЯЖЕНИЯ ОТПИРАНИЯ

20-4-1. Постановка задачи

Эти измерения предназначены для определения величины управляющих тока и напряжения, необходимых для отпирания тиристора при определенных условиях. Во всех описанных ниже схемах к испытываемому прибору прикладывается прямое анодное напряжение и затем напряжение на управляющем электроде медленно повышается до тех пор, пока не произойдет отпирание.

20-4-2. Установка для измерения параметров тиристоров при управлении импульсами, предназначенная для однонаправленных и двунаправленных тиристоров на токи свыше 2 *а*

На испытываемый тиристор в данной схеме (рис 20 3) подается анодное напряжение в виде усеченных полусинусоидальных импульсов с амплитудой 6 или 12 *в* в зависимости от положения переключателя $П_1$. Нужная величина анодного напряжения, так же как и величина сопротивления нагрузки в анодной цепи R_5, определяется справочными данными для тиристора данного типа. Управляющее напряжение имеет форму прямоугольных импульсов, величину которых можно изменять от нуля до 6 *в* и длительность от примерно 5 до 100 *мксек*. Эти импульсы могут подаваться на управляющий электрод испытываемого тиристора *T* как с положительной, так и с отрицательной полярностью, что необходимо для испытания двунаправленных тиристоров. Измерительными приборами являются осциллограф с раздельными входами горизонтального и вертикального отклонения, причем на последний с резистора R_4 подается сигнал, пропорциональный управляющему току, и вольтметр постоянного тока *V*, с помощью которого отмечается момент отпирания тиристора *T*.

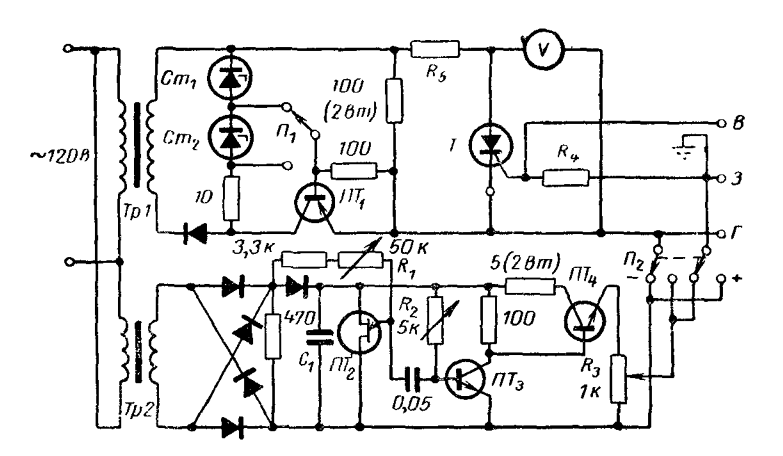


Рис. 20-3 Схема установки для измерения параметров управления одно- и двунаправленных тиристоров при импульсном управлении.

R_5 — сопротивление нагрузки испытываемого тиристора, выбирается в зависимости от его типа, R_4 — токоизмерительное сопротивление; максимальное падение напряжения на нем от управляющего тока должно быть примерно равно 0,5 *в*. Вольтметр *V* — 10 *в* на всю шкалу Вторичная обмотка трансформатора $Тр_1$ на 12,6 *в*, 4 *а*, $Тр_2$ — 6,3 *в*, 1,2 *а*. Транзисторы $ПТ_1$ — типа 2N1540, $ПТ_3$ — 2N2193, $ПТ_4$ — 2N2192A; $ПТ_2$ — ОПТ типа 2N2646 Стабилитроны $СТ_1$ и $СТ_2$ — на 6 *в* каждый, C_1 — 1 500 *мкф*, 25 *в*, *В* — ко входу вертикального отклонения осциллографа; *З* — к земле осциллографа; *Г* — ко входу горизонтального отклонения осциллографа, «+» и «−» — положительный и отрицательный управляющий ток

Процедура измерений следующая: с помощью R_1 устанавливают режим, при котором в течение полупериода действия анодного напряжения подается только один управляющий импульс, сдвинутый примерно на 4 *мсек* относительно начала этого полупериода. Затем с помощью R_2 устанавливается желаемая ширина этих импульсов. Следует отметить, что импульсы длительностью более 100 *мксек* дают результаты измерений, эквивалентные управлению на постоянном токе. С помощью R_3 величину импульсов увеличивают от нуля до тех пор, пока тиристор не станет отпираться; значения управляющих тока и напряжения, необходимых для отпирания, определяются непосредственно перед отпиранием. Момент отпирания определяется по резкому уменьшению показаний вольтметра *V* или по появлению ступеньки на осциллограмме на экране осциллографа.

20-4-3. Установка для измерения параметров управления на постоянном токе, предназначенная для всех однонаправленных и двунаправленных тиристоров на токи свыше 2 *а*

Схема на рис. 20-4 является вариантом схемы, описанной в § 20-4-2. Схемы анодной цепи идентичны, генератор управляющих импульсов заменен простым регулируемым источником постоянного тока. Измерения управляющего тока и напряжения производятся с помощью приборов *A* и V_2. Как и ранее, движок R_3 поворачи-

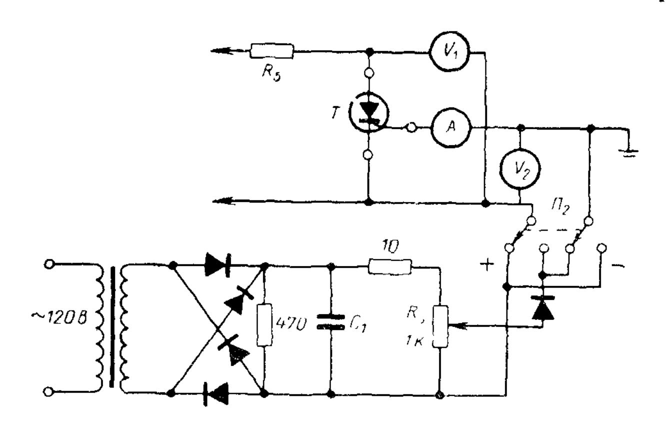


Рис. 20-4. Схема установки для измерения параметров управления одно- и двунаправленных тиристоров при управлении постоянным током. Вольтметр V_1 — 10 *в* на всю шкалу, V_2 — 12 *в*. Миллиамперметр — в зависимости от тока управления испытуемого тиристора.

вается до тех пор, пока испытываемый тиристор T не откроется. Показания с A и V_2 снимаются непосредственно перед отпиранием тиристора.

20-4-4. Установка для измерения параметров управления маломощных тиристоров (на токи менее 2 *а*)

Измерение управляющих тока и напряжения слаботочных тиристоров осложнено тем, что сопротивление участка управляющий электрод — катод сильно изменяется в момент отпирания тиристора. К тому же напряжение и ток управления отпирания зависят от внутреннего сопротивления источника в измерительной установке, и потому это сопротивление при измерениях должно

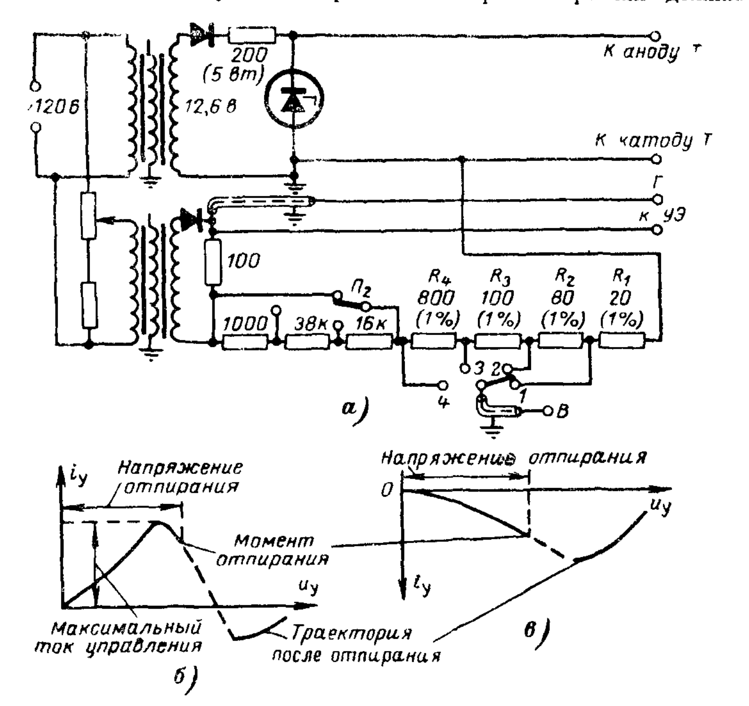


Рис 20-5. Схема установки для измерения параметров цепи управления тиристоров на малые токи (*а*) и кривые $u_у(i_у)$ на экране осциллографа при управлении положительными (*б*) и отрицательными (*в*) импульсами.

Г — ко входу горизонтальной развертки осциллографа; *В* — ко входу вертикальной развертки осциллографа.

быть вполне определенным Показанная на рис 20-5,*а* схема специально разработана для испытания всех выпускаемых в настоящее время фирмой Дженерал Электрик маломощных тиристоров В этой установке на управляющий электрод испытываемого тиристора T подается полусинусоидальное напряжение от источника с регулируемым внутренним сопротивлением, входная вольт-амперная характеристика наблюдается на экране осциллографа Момент отпирания отмечается по резкому изменению сопротивления в цепи управляющего электрода

На рис 20-5,*б* показано типовое изображение характеристики $u_у(i_у)$, получаемой на экране осциллографа После точки отпирания тиристора кривая показана пунктиром На самом деле светящаяся точка на экране электроннолучевой трубки, прочерчивающая эту кривую, в момент отпирания тиристора мгновенно смещается из-за изменения эквивалентного входного сопротивления тиристора, и в наблюдаемой кривой $u_у(i_у)$ получается разрыв Часть кривой, прочерчиваемая этой точкой после отпирания, зависит в основном от параметров источника питания и имеет несколько меньшую интенсивность свечения

Управляющее напряжение отпирания определяется по экрану осциллографа по абсциссе точки, соответствующей отпиранию тиристора (рис 20-5,*б*) Однако управляющий ток, необходимый для отпирания, должен определяться по максимуму кривой тока управления, а не по ординате точки отпирания, так как необходимо учитывать, что для достижения точки отпирания управляющий ток должен сначала пройти через максимум, и источник управления должен быть рассчитан именно на этот наибольший ток

Многие маломощные приборы отпираются при отрицательном управляющем токе На рис 20 5,*в* показана типовая кривая $u_у(i_у)$, получаемая для двунаправленного тиристора такого типа Следует подчеркнуть, что управляющее напряжение здесь является положительным Для приборов такого типа интерес представляет измерение только управляющего напряжения отпирания Отрицательный управляющий ток, необходимый для отпирания, не имеет значения для разработчика схемы управления, и поэтому измерять его не нужно

20-5. ИЗМЕРЕНИЕ ПОДХВАТЫВАЮЩЕГО И УДЕРЖИВАЮЩЕГО ТОКОВ

20-5-1. Общие вопросы

По определению подхватывающий ток — это минимальный ток, который должен протекать в анодной цепи тиристора для того, чтобы последний переключился из запертого в отпертое состояние и остался в этом состоянии после окончания управляющего импульса Удерживающий ток определяется как минимальный ток, который может протекать в анодной цепи отпертого тиристора без того, что последний переходит в запертое состояние Так как подхватывающий и удерживающий токи зависят от параметров цепи управления и анодного питающего напряжения, то эти величины должны быть оговорены при данных измерениях. Следует также

Рис 20 6 Схема установки для измерения токов подхвата и удержания

A — миллиамперметр на 500 *ма*, R_2 — 10 *ком* (или 50 *ком* для маломощных тиристоров), R_3 R_4 выбираются в зависимости от типа испытываемого тиристора, *1* — измерение тока подхвата *2* — измерение тока удержания

учесть, что тиристор при определенном анодном токе может иметь больше одного значения прямого падения напряжения, особенно если наибольшая величина анодного тока ненамного превышает величину удерживающего тока Это явление может привести к получению нескольких значений удерживающего тока для одного и того же прибора Поэтому для правильного измерения удерживающего тока необходимо сначала пропустить через тиристор достаточно большой импульс анодного тока и затем постепенно снижать его до величины тока удержания Измерительная схема на рис 20 6 удовлетворяет этим требованиям, она может также использоваться для измерения подхватывающего тока

20-5-2. Измерение подхватывающего тока

При этих измерениях переключатель $П_1$ (рис 20 6) ставится в положение *1* и испытуемый тиристор T_1 оказывается включенным последовательно с резистором R_2, с помощью которого устанавливается ток[1], миллиамперметром A и источником питания 24 *в* Через кнопку K_1 и резистор R_3 на T_1 подается управляющий сигнал При этом R_3 выбирается так, чтобы получить оговоренную в справочных данных для испытываемого тиристора величину тока

[1] Для получения правильных значений $I_{подхв}$ и $I_{уд}$ резистор R_2 должен обеспечивать весьма плавное изменение тока без скачков и провалов вызванных изменением сопротивления контакта при перемещении движка Желательно поэтому последовательно с этим сопротивлением включить достаточную индуктивность либо заменить его транзистором, базовый ток которого задается от отдельного маломощного выпрямителя со сглаживающим фильтром, регулируемого на первичной стороне трансформатора **(Прим редакторов перевода.)**

управления Методика измерений следующая R_2 сначала устанавливается в положение минимального тока и затем постепенно выводится при периодическом нажатии и отпускании кнопки K_1 При каждом нажатии K_1 стрелка миллиамперметра A отклоняется, а при отпускании K_1 возвращается к нулю, если протекающий через T_1 анодный ток меньше подхватывающего тока Когда тиристор «подхватил» ток, стрелка A останется в отклоненном положении при отпускании кнопки K_1 Показания A в этой переходной точке и дадут значения подхватывающего тока для данного тиристора

20-5-3. Измерение удерживающего тока

Для этих измерений $П_1$ переводится в положение *2*, а резистор R_2 оставляется в положении, найденном при измерении подхватывающего тока Теперь при каждом нажатии кнопки K_1 для отпирания T_1 будет также отпираться тиристор T_2, который обеспечивает протекание через T_1 дополнительного импульса тока Величина этого импульса тока определяется положением движка R_1 и является определенной для каждого типа тиристора Этот ток может контролироваться по экрану осциллографа, для чего служит резистор R_4 с сопротивлением 1 *ом* Длительность этого импульса тока, определяемая емкостью C_1 и индуктивностью L_1, должна быть достаточной для испытания тиристоров различного типа Для измерения удерживающего тока данного T_1 нажимают и затем отпускают кнопку K_1 После этого увеличивают сопротивление R_2, пока стрелка миллиамперметра A не возвратится скачком в нулевое положение Показание этого прибора непосредственно перед этим скачком и является удерживающим током данного тиристора

20-6. СХЕМА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ ПРЯМОГО ПАДЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Схема на рис 20 7 может быть использована для измерения прямого падения напряжения на тиристоре при его отпертом состоянии

При таком измерении к тиристору подводится постоянный ток, измеряемый амперметром A, падение напряжения измеряется вольтметром V Для выполнения измерения ключ K_1 замыкается при положении регулятора трансформатора Tp_1 примерно на среднем уровне Затем с помощью трансформатора Tp_1 устанавливается по амперметру A необходимое значение прямого тока, после чего при нажатии кнопки K_2 записывается показание вольтметра V Прямое падение напряжения должно быть не больше предельной величины, указанной в спецификации для данного типа Величину прямого тока рекомендуется устанавливать вблизи длительно допустимого значения тока тиристора Если испытуемый прибор не снабжен радиатором, то измерения должны проводиться в течение не более 2—3 *сек* во избежание перегрева Подобные измерения могут проводиться при любой температуре окружающей среды в пределах рабочего диапазона при условии, что допустимая температура корпуса прибора не будет превышена.

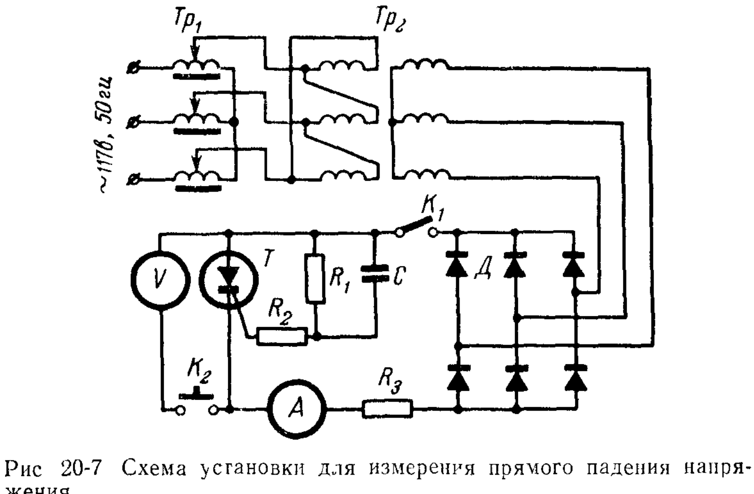


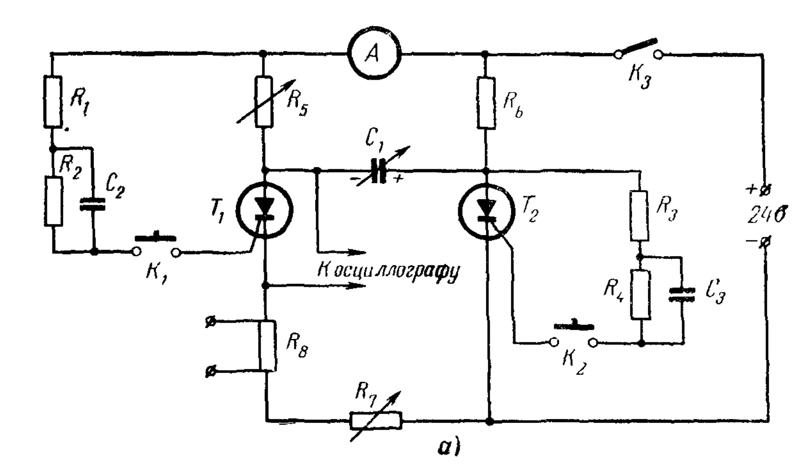
Рис 20-7 Схема установки для измерения прямого падения напряжения

Tp_1 — регулировочный трехфазный трансформатор 3 *ква*, 117 *в*, Tp_2 — трехфазный трансформатор 110/12 *в*, 1 *ква* K_2 — кнопка R_1 — 10 *ком* 1 *вт*, R_2 — 10 *ом* 1 *вт* R — 4 *ом* 25 *вт* для тиристоров типа C10 C11 0 8 *ом* 100 *вт* для C35 C36 C40, 0 2 *ом*, 1 000 *вт* для C50, C60 C — 0 2 *мкф*, 150 *в*, A — амперметр 5—20—100 *а*, V — вольтметр 3 *в*

20-7. СХЕМА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ УПРАВЛЯЕМОСТИ (ВРЕМЕНИ ЗАПИРАНИЯ)

Как сообщалось в разд 5, время восстановления управляемости зависит от ряда факторов, поэтому при указании этого параметра в каталоге должны быть приведены параметры измерительной схемы В соответствии с этим в технических условиях фирмы Дженерал Электрик наряду с гарантированным предельным значением времени восстановления указаны условия испытаний и приведена испытательная схема, обеспечивающая эти условия (см, например, технические условия на тиристоры C9, C12, C40, C55, C140 и т д).

Для определения времени восстановления управляемости тиристоров, рассчитанных на малые, средние и большие токи, пользуются обычно схемой, приведенной на рис 20-8,*а* при соответствующем изменении ее параметров Прямой ток нагрузки может регулироваться при помощи R_5 примерно от 0,5 до 70 *а*, а длительность интервала, в течение которого на T_1 подается обратное напряжение, может регулироваться при помощи R_5 и C_1 Величина амплитуды обратного тока во время интервала восстановления запирающей способности в обратном направлении может регулироваться при помощи R_7, а форму кривой этого тока можно наблюдать на экране осциллографа за счет использования падения напряжения на зажимах безындуктивного шунта R_8. Если измере-



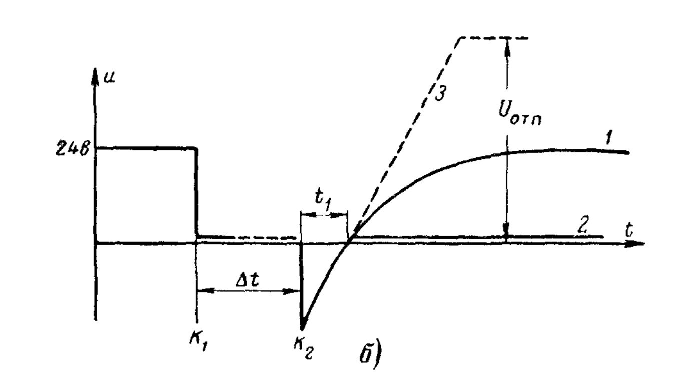


Рис 20-8 Схема установки для измерения времени восстановления управляемости тиристоров (*а*) и кривые напряжения на тиристоре при таких измерениях (*б*).

T_1 — испытываемый вентиль, T_2 — вспомогательный тиристор того же типа, что и T_1, K_1 и K_2 — замыкающие кнопки, R_1, R_3 — 100 *ом*, 1 *вт*, R_2, R_4 — 1 *Мом*, 1 *вт* R_5 — изменяемое сопротивление от 0 25 *ом* 2 5 *квт* до 50 *ом* 15 *вт* R_6 — 1 *ком*, 2 *вт*, R_7 — от 0 1 *ом*, 500 *вт* до 1 *ом*, 10 *вт*, R_8 — безындуктивный шунт, C_1 — от 0,1 до 100 *мкф*, 150 *в*, C_2, C_3 — 0 5 *мкф*, 200 *в*. Последовательность операций — замыкание ключа K_3, нажатие и отпускание K_1, нажатие и отпускание K_2, Δt — длительность открытого состояния T_1, t_1 — время, предоставляемое для восстановления управляемости *1* — кривая напряжения на тиристоре при $t_1 \geq t_{восст}$, *2* — то же при $t_1 < t_{восст}$ *3* — кривая восстанавливающегося прямого напряжения при испытаниях тиристоров на заводе, $U_{отп}$ — номинальное напряжение отпирания тиристора

ния необходимо проводить лишь в определенном диапазоне анодного тока, то, конечно, нет необходимости использовать весь комплект резисторов и конденсаторов, указанных на рис. 20-8,*а*

В данной схеме напряжение на тиристоре и кривая тока через него сходны по форме с кривыми напряжения и тока, имеющими место в схеме параллельного инвертора

Замыкание K_3 и затем K_1 приводит к отпиранию испытуемого T_1, ток нагрузки проходит через R_5 и амперметр *A*; менее чем за 1 *сек* конденсатор C_1 заряжается через R_6 до напряжения, возникающего на зажимах R_5 при протекании тока нагрузки. Если теперь замкнуть K_2, то отопрется T_2. В результате этого C_1 окажется подключенным параллельно T_1 и проходящий через T_1 ток изменит направление на обратное. Конденсатор C_1 обеспечивает протекание через T_1 короткого импульса обратного тока на этапе восстановления запирающей способности в обратном направлении. После этого импульса тока C_1 продолжает разряжаться, а затем начинает перезаряжаться через T_2, батарею и R_5 со скоростью, определяемой постоянной времени R_5C_1. После интервала времени t_1 (рис. 20 8,*б*), несколько меньшего постоянной времени R_5C_1, напряжение анод — катод T_1 проходит через нуль и начинает возрастать в положительном направлении. Если время восстановления управляемости $t_в$ тиристора T_1 будет менее t_1, то он останется в запертом состоянии и амперметр покажет отсутствие тока. В противном случае T_1 откроется опять, и ток будет протекать до тех пор, пока K_3 не будет разомкнут.

Величину времени $t_в$ можно измерить путем наблюдения кривой напряжения между анодом и катодом тиристора на экране осциллографа. При этом будет получена кривая напряжения, подобная показанной на рис 20-8,*б*

Для обеспечения удовлетворительной работы этой схемы требуется уделить особое внимание отдельным деталям. Для того чтобы конденсатор C_1 обеспечивал приложение к T_1 напряжения, достаточного для его запирания, источник постоянного тока должен иметь небольшое внутреннее сопротивление. При испытании тиристоров, рассчитанных на средние и большие токи, для уменьшения паразитных индуктивностей силовые провода необходимо выполнить из многожильной медной «плетенки» достаточного сечения с изолированными жилами и свести их длину до минимума.

На предприятиях фирмы Дженерал Электрик при измерении времени восстановления управляемости скорость нарастания повторно прикладываемого к тиристору прямого напряжения поддерживается постоянной, как показано пунктирной линией на рис. 20-8,*б*. Такие условия измерения являются более тяжелыми, чем в случае возрастания прямого напряжения по экспоненциальной кривой, и требуют более сложного испытательного оборудования, чем приведенная на рис. 20-8,*а* схема Сведения о такой схеме могут быть получены из [Л. 20-1].

20-8. ИЗМЕРЕНИЕ ДОПУСТИМОЙ СКОРОСТИ НАРАСТАНИЯ ПРЯМОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Запирающая способность тиристора в прямом направлении зависит от скорости нарастания прямого напряжения. Если эта ско-

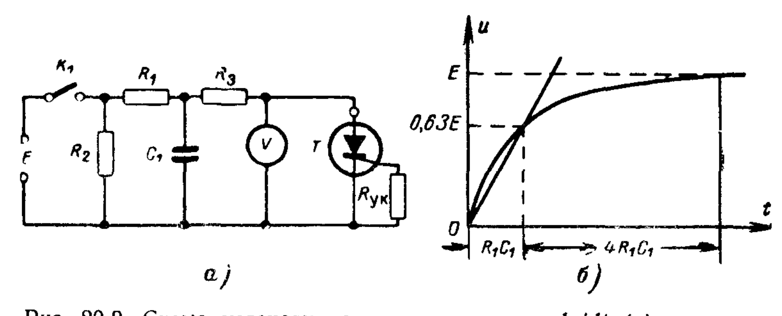


Рис. 20 9 Схема установки для испытания на *du/dt* (*а*) и кривые напряжений (*б*)

R_1 — безындуктивное сопротивление· $R_{ук}$ — выбирается в зависимости от типа тиристора; K_1 — ртутный герметичный выключатель, *V* — вольтметр постоянного тока или осциллограф

рость превышает критическую величину, то тиристор отпирается, даже если приложенное напряжение меньше, чем его статическое напряжение отпирания. При нарастании прямого напряжения с нуля по экспоненте численное значение *du/dt* может быть найдено как

$$\frac{du}{dt}=\frac{\text{приложенное напряжение}}{\text{постоянная времени экспоненты}}\cdot 0,63\cdot$$

Критическая величина *du/dt*, указываемая в справочных данных, позволяет рассчитать параметры фильтров, предотвращающих ложное отпирание. На рис 20-9 показана простая схема для проверки стойкости тиристоров к величине *du/dt* Ключ K_1, если в качестве его не используется герметичный выключатель с ртутным мостиком, должен иметь время замыкания (с учетом времени отскакивания контактов), не превышающее $0{,}1R_1C_1$ Резистор R_3 ограничивает ток чтобы предотвратить повреждение испытываемого вентиля при отпирании его в случае превышения параметра *du/dt*.

При каждом замыкании ключа к зажимам испытываемого вентиля прикладывается экспоненциально нарастающее напряжение; измерения проводятся при разомкнутом управляющем электроде или при оговоренной в справочных данных величине напряжения смещения на УЭ Измерения проводятся методом «включился — не включился» при постепенном повышении питающего напряжения, пока испытываемый вентиль не отопрется или пока не будет достигнута без отпирания вентиля определенная величина скорости нарастания прикладываемого напряжения Кривую нарастающего напряжения можно наблюдать по осциллографу, который подключается непосредственно к испытываемому вентилю

20-9. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДОПУСТИМОЙ СКОРОСТИ НАРАСТАНИЯ ПРЯМОГО ТОКА

Схема на рис 20-10 может быть использована для проверки способности тиристоров отпирать большие токи, т е для проверки предельно допустимой величины *di/dt* при отпирании.

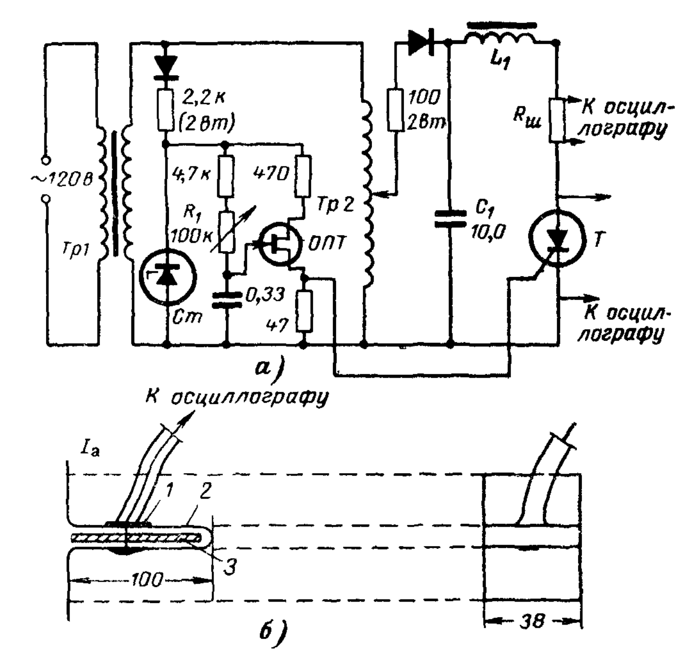


Рис. 20-10. Схема установки для оценки стойкости тиристоров к *di/dt* по кривой анодного напряжения при отпирании (*а*) и конструкция безындуктивного токоизмерительного шунта (*б*).

Тр2 — автотрансформатор 100 *ва*; C_1 — 10 *мкф*, 200 *в* с малой внутренней индуктивностью, L_1 — 1 *мкгн*, *Ст* — стабилитрон 22 *в*. *ОПТ* — типа 2N2647; *1* — экран кабеля припаять к шайбе; *2* — медь или латунь 0,025 *мм*; *3* — прокладка (слюда, стекловолокно и др.) 0,125 *мм*. Шунт после изготовления сжимается и склеивается, затем калибруется на постоянном токе

При отпирании тиристора по управляющему электроду включение происходит первоначально только на участке, расположенном очень близко от контакта управляющего электрода, и затем проводящая часть распространяется в поперечном направлении вентильного элемента, охватывая в конце концов всю площадь вентильного элемента. До тех пор пока весь вентильный элемент не перейдет в состояние высокой проводимости, весь ток нагрузки тиристора концентрируется во включенной части, что заметно ограничивает способность тиристора пропускать ток в течение первых микросекунд после отпирания. Так как прямое падение напряжения на тиристоре пропорционально плотности тока, то коммутирующую способность тиристоров можно оценивать по кривой падения напряжения после отпирания при определенной величине прямого анодного тока. В показанной на рис. 20-10 схеме частота генератора управляющих импульсов, использующего ОПТ, устанавливается при помощи R_1 так, что испытываемый тиристор отпирается немного позже максимума синусоиды напряжения питания. Затем с помощью автотрансформатора $Тр_1$ устанавливают амплитуду импульса тока через испытываемый тиристор, имеющего форму полуволны длительностью 10 *мксек* (благодаря колебательному разряду C_1 через L_1) и с амплитудой, равной 150 *а*, что проверяется путем измерений с помощью шунта и осциллографа. Так как измерения проводятся при амплитудном значении импульса тока, то погрешности измерения падения напряжения на тиристоре, обусловливаемые паразитной индуктивностью цепи, устраняются. Величина прямого падения напряжения на тиристоре при определенном токе, равном 150 *а*, является критерием его способности выдерживать определенную скорость нарастания тока при отпирании, т. е. его стойкости к *di/dt*. При подключении зажимов осциллографа к тиристору и к токоизмерительному шунту следует предотвратить возможное влияние наводок со стороны проводов, пропускающих большие импульсы тока, и помех за счет протекания тока по проводу, подключенному к «земле» осциллографа.

20-10. ИЗМЕРЕНИЕ СТОЙКОСТИ ДВУНАПРАВЛЕННЫХ ТИРИСТОРОВ К ВЕЛИЧИНЕ *du/dt*

20-10-1. Общие вопросы

Работа двунаправленных тиристоров при индуктивной нагрузке имеет ряд особенностей, которые необходимо учитывать при расчете таких схем. Одной из наибольших трудностей в таких схемах является возможность повторного отпирания тиристора, если в момент подхода тока одного направления к нулю скорость нарастания напряжения *du/dt*, прикладываемого в противоположном направлении, окажется слишком большой. В схеме переменного тока с индуктивной нагрузкой (рис. 20-11,*а*) момент спада тока к нулю отстает на угол ψ от момента перехода кривой питающего напряжения через нуль (рис. 20-11,*б* и *в*). В момент спада тока к нулю тиристор начинает запираться, однако в этот момент к нему прикладывается напряжение, равное мгновенному значению питающего; скорость нарастания этого напряжения ограничивается только распределенной емкостью схемы и внутренней емкостью самого тиристора $C_т$. Схема на рис. 20-11,*а* может быть использована для проверки способности двунаправленных тиристоров выдерживать определенные значения *du/dt*. В этой схеме скорость нарастания напряжения на тиристоре сделана регулируемой (от 10 до примерно 0,3 *в/мксек*) за счет добавления конденсатора C_1 параллельно тиристору. Резистор R_2 предотвращает чрезмерные импульсы тока через тиристор при его отпирании, обусловленные разрядом C_1.

20-10-2. Методика измерений

Сначала емкость C_1 устанавливают равной 1 *мкф*, а R_1 — его максимальной величине. При подключенном питании изменяют R_1 до получения действующего значения тока через тиристор 5 *а*. Наи-

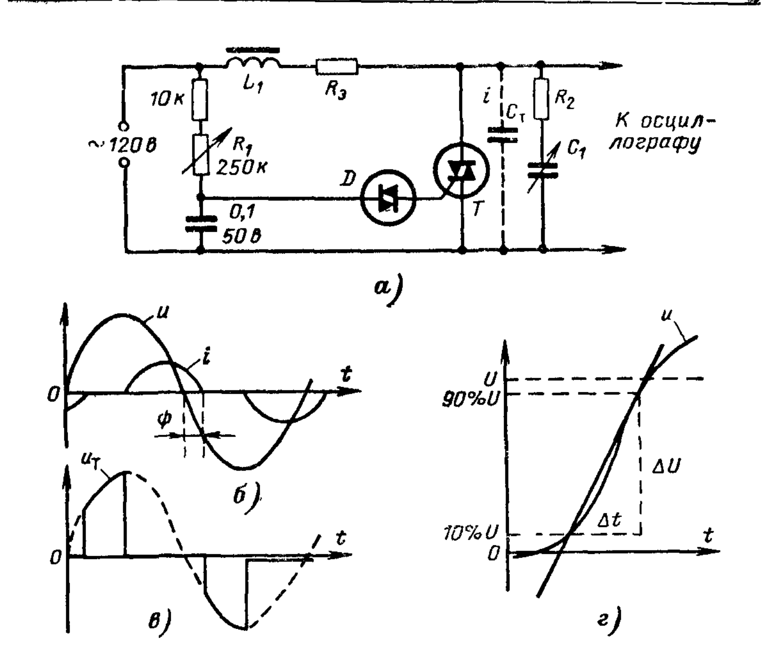


Рис. 20-11. Схема установки для испытания двунаправленных тиристоров на du/dt (*а*) и графики напряжений и тока (*б—г*). (На рис. *г* в увеличенном масштабе показан начальный участок кривой $U_т$ на рис. *в*).

L_1 — 10 *мгн*; R_2 — 100 *ом*, 1 *вт*; R_3 — 11 *ом*, 750 *вт*; C_1 — изменяемый от 100 *мкф* до 1 *мкф*, *D* — двунаправленный диодный тиристор (диак) типа 6EST2

более просто эту величину тока можно проверить путем измерения напряжения на резисторе R_3=11 *ом* вольтметром, измеряющим действующее значение. Он должен показывать 55 *в*. В случае измерений при повышенной температуре тиристора последний должен быть нагрет извне. Температура корпуса, измеряемая термопарой, устанавливается равной 80° С для типа SC40 и SC41 или 88° С для типа SC45 и SC46, при этом температура перехода равна расчетной величине 100° С. Затем емкость конденсатора C_1 постепенно уменьшается, пока не будет достигнута желаемая скорость нарастания напряжения на тиристоре, контролируемая по осциллографу, или пока не наступят нарушения в коммутации. Численное значение скорости нарастания напряжения определяется по кривой на рис. 20-11,*г*. Следует подчеркнуть, что для тиристоров типов SC40, SC41, SC45 и SC46 стойкость к du/dt определяется на участке нарастания повторно прикладываемого напряжения только до величины 20 *в* (т. е. величина *U*, показанная на рис. 20-11,*г*, равна 20 *в*).

20-11. ПРОМЫШЛЕННОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ ТИРИСТОРОВ И СТАНДАРТНЫЕ МЕТОДЫ ИСПЫТАНИЙ

В настоящее время ряд фирм выпускает промышленные установки для испытаний тиристоров.

При измерениях прямой и обратной ветвей вольт-амперной характеристики, параметров цепи управления, подхватывающего тока и др. могут быть также использованы специальные типы осциллографов.

В настоящее время Комитет полупроводниковых приборов Американского института инженеров электриков и электроников подготавливает стандарт по управляемым вентилям. К моменту написания настоящего справочника этот стандарт еще не выпущен.

Раздел двадцать первый

ВЫБОР ТИРИСТОРОВ И ПРОВЕРКА РАБОТОСПОСОБНОСТИ СПРОЕКТИРОВАННОЙ СХЕМЫ

21-1. ВЫБОР ТИРИСТОРОВ

Каталог тиристоров (разд. 22) показывает широкие возможности, которые имеет в своем распоряжении инженер-проектировщик. Выпускаемые типы тиристоров охватывают диапазон действующих значений токов от 0,5 до 850 *а* и амплитудных значений напряжения от 25 до 1 800 *в*. Наряду с дешевыми тиристорами для бытовых и промышленных устройств выпускаются приборы для военных применений. К числу многих специальных типов тиристоров относятся инверторные приборы с малым временем восстановления и гарантируемыми динамическими характеристиками, тиристоры для работы в широком диапазоне температур, тетродные, управляемые светом (фототиристоры), особо высоковольтные, с повышенной надежностью. Двунаправленные тиристоры для работы в сетях 120 и 240 *в* выпускаются на токи 6, 10 и 15 *а*. В каталогах приводятся также сведения о приборах, которые не являются тиристорами, но часто используются в тиристорных схемах (переключающие диоды и однопереходные транзисторы).

21-1-1. Проектирование приборов и рынок

В настоящее время состояние силовой полупроводниковой техники таково, что понятие «универсальный тиристор» бессмысленно Тиристор, разработанный преимущественно для высокочастотных инверторов и переключателей постоянного тока, будет неудачным прибором для схем с фазовым управлением на частоте 50 *гц*. Точно так же тиристор, разработанный для высоковольтных схем, по своей сути малопригоден для высокочастотных устройств. Основа этой

несовместимости состоит в том, что если прибор разрабатывается для переключения больших мощностей (большие напряжения и токи), то эти факторы оказываются диаметрально противоположными его частотным свойствам. С другой стороны, техника создания высокочастотных приборов связана с тенденцией к снижению их энергетических показателей.

Как отмечалось выше, конструкция корпуса также зависит от назначения прибора. Например, для тиристора, предназначенного для работы в легких условиях (небольшой диапазон температур, отсутствие динамических нагрузок), можно использовать дешевый вариант конструкции и теплоотвода, которые будут абсолютно неприемлемы в случае тиристора на 500 *а* для привода прокатного стана. В последнем случае требования устойчивости к тепловой установке и перенапряжениям обязательны.

21-1-2. Основы выбора тиристоров

Чтобы успешно применять тиристоры любого типа, нельзя превышать ни один из предельно допустимых параметров Очевидно также, что слишком большой коэффициент запаса сделает устройство неэкономичным. Поэтому для обоснованного выбора рекомендуется в первую очередь составить перечень всех специфических условий и предельных режимов в данном конкретном случае. Сопоставляя этот перечень с каталогом, легко подобрать тиристор, наилучшим образом отвечающий данному случаю. Рассмотрим последовательность, в которой следует производить операции по выбору тиристора.

1. Определение требований со стороны схемы к тиристору.

Напряжения и токи тиристора в данной схеме должны быть выражены через входное напряжение схемы и требуемую выходную мощность. Некоторые часто встречающиеся соотношения приведены выше (см. разд. 9).

Примечание. Следует проверить величину напряжения в переходных режимах и оценить токовую нагрузку, если форма тока не соответствует нормализованной. Следует оценить диапазон рабочих температур схемы и выявить специальные требования к надежности в случае военной аппаратуры

2. Выбор соответствующего тиристора на основе детальных данных каталога.

3. Выбор необходимого теплоотвода:

а) определение максимальной окружающей температуры;

б) определение размера теплоотвода на основе кривых, приведенных в спецификации тиристора, или по данным разд. 18, если соответствующие кривые не приведены в справочных данных на данный прибор, либо, наконец, выбор соответствующей готовой конструкции с радиатором.

4. Разработка схемы управления.

В разд. 4 обсуждались проблемы управления тиристорами и требования к входным цепям. Некоторые варианты схем, содержащих магнитные и полупроводниковые приборы, выпускаются в готовом виде.

5. Проектирование защиты от перегрузок.

В некоторых случаях требуется защитить тиристоры и связанные с ними полупроводниковые приборы от коротких замыканий и других аварийных режимов Целесообразность защиты определяется на основе экономических соображений Во всяком случае защита не должна срабатывать при нормальных режимах перегрузки, как, например, пуск асинхронного двигателя, включение холодных люминесцентных ламп и пр.

Помимо названных элементарных шагов в разработке аппаратуры, часто приходится рассматривать следующие вопросы:

1) последовательное или параллельное включение (разд 6);
2) подавление радиопомех (разд. 17);
3) частотные свойства (разд. 3 и 5).

21-2. ПРОВЕРКА СПРОЕКТИРОВАННОЙ СХЕМЫ

Цель этого параграфа — дать разработчику некоторые сведения о выявлении возможных неисправностей в схеме; кроме того, здесь предлагается методика проверки шаг за шагом спроектированного устройства, способствующая увеличению срока службы и надежности работы тиристора.

21-2-1. Оценка параметров тиристора

Тиристоры обязательно должны работать без превышения предельно допустимых параметров Использование специально отобранных приборов недопустимо, так как отдельные образцы могут быть существенно лучше, чем типовые. Например, в партии тиристоров могут быть приборы с более низким напряжением отпирания, чем это было измерено для случайно выбранного образца Поэтому всегда необходимо руководствоваться типовыми (паспортными) значениями, но не результатами выборочных измерений.

После изготовления макета (прототипа) измерения величин и кривых токов и напряжений должны быть сделаны для всех тиристоров. Для этого очень удобен осциллограф с собственным временем фронта не более 100 *нсек* для наблюдения быстрых перепадов тока и напряжения Рекомендуется проводить измерения как для предельных, так и для типовых режимов, включая режим холостого хода, кратковременные перегрузки и первое включение.

21-2-2. Измерение напряжения

Необходимо сначала убедиться, что щуп осциллографа имеет необходимую частотную характеристику. Проверьте отсутствие напряжений между точками «заземления» соединяемых устройств Как правило, общая точка («земля») исследуемой схемы должна соединяться с «землей» измерительной аппаратуры единственным проводом (см. также § 20-2).

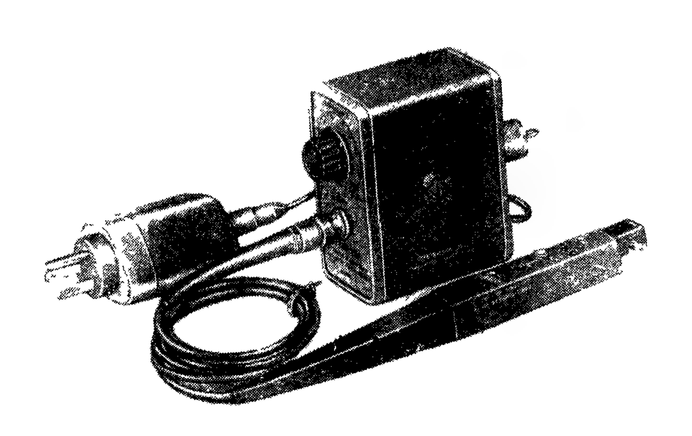


Рис. 21-1. Токовый пробник и усилитель.

21-2-3. Измерение токов

Измерение токов (см. также § 20-2) сопряжено со значительными трудностями. Универсальной измерительной аппаратуры для этой цели не существует, но удовлетворительные результаты могут быть получены с помощью специального токового пробника или шунта.

Токовый пробник представляет собой трансформатор тока зажимного типа с вторичной обмоткой, подключаемой к осциллографу. Пример пробника фирмы Tektronix показан на рис. 21-1. При работе с усилителем такой пробник позволяет осциллографировать токи до 15 *а* (от пика до пика) в полосе частот от 50 *гц* до 20 *Мгц*. Пробник особенно полезен для измерения управляющих импульсов, так как он не требует разрыва цепи. Измерения постоянной составляющей невозможны, более того, наличие постоянной составляющей более 0,5 *а* насыщает сердечник. Диапазон измеряемых токов можно расширить посредством дополнительного трансформатора тока (рис. 21-2)

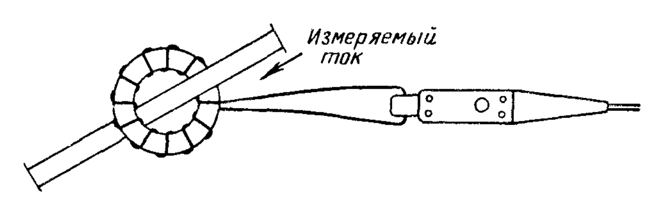


Рис. 21-2 Способ расширения диапазона измеряемого тока осциллографического токового пробника.

Его сердечник может быть ферритовым, спрессованным из порошкообразных железа или молибдена. Число витков выбирается в соответствии с желаемым соотношением первичного и вторичного токов, например, на рис. 21-2 показан трансформатор 10 : 1.

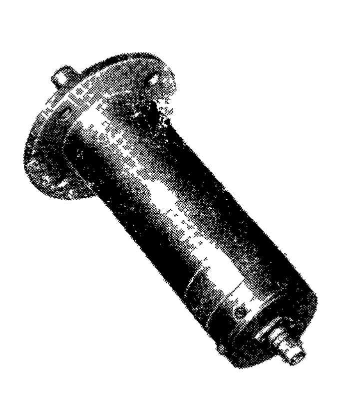


Рис 21-3. Промышленный безындуктивный токовый шунт

Токовый шунт представляет собой безындуктивное сопротивление, которое вводится в цепь измеряемого тока. Падение напряжения на этом сопротивлении наблюдается на осциллографе. Недорогой шунт на токи до 20 *а* показан на рис. 20-10. Его частотная характеристика горизонтальна от постоянного тока до 1 *Мгц*. Более совершенная разработка показана на рис. 21-3. Этот шунт работает в диапазоне частот от постоянного тока до 150 *Мгц* и рассчитан на непрерывную работу при действующем значении тока 60 *а*. Единственным ограничением для этого шунта является трудность его включения в схему таким образом, чтобы избежать погрешностей от токов других контуров, которые также замыкаются через шунт.

21-2-4. Силовая цепь

Для всех тиристоров в схеме следует измерить следующие значения токов и анодных напряжений.

амплитуда прямого запираемого напряжения,

амплитуда обратного напряжения;

величина du/dt;

предоставляемое время восстановления управляемости (в таких схемах, как инверторы и переключатели);

прямой выключаемый ток (если необходимо);

амплитуда обратного тока (если необходимо)

Эти величины обычно приводятся в паспорте приборов. В случае выхода этих параметров за допустимые значения следует изменить схему либо заменить тиристор.

21-2-5. Уменьшение du/dt

Для уменьшения du/dt следует включить параллельно тиристору последовательную *RC*-цепочку. Заметим, что при малых значениях R это может повлечь увеличение di/dt. Эффективность цепочки улучшается включением параллельно резистору диода с малым временем восстановления. Такая цепочка уменьшает du/dt без увеличения di/dt (см. разд. 6).

21-2-6. Уменьшение *di/dt*

Скорость нарастания тока после отпирания *di/dt* можно ограничить с помощью линейного или насыщающегося дросселя, включаемого последовательно с тиристором. Расчет насыщающегося дросселя обсуждался в § 3-9

21-2-7. Цепь управления

В устройстве управления желательно измерить следующие параметры

управляющее напряжение перед отпиранием;

амплитуду входного управляющего напряжения;

ширину входного импульса;

управляющий ток в момент отпирания;

скорость нарастания управляющего тока

Заметим, что следующие величины должны быть в пределах границ, определяемых паспортом прибора

пиковое максимальное и среднее значения мощности цепи управления;

амплитуда обратного напряжения на УЭ;

амплитуда управляющего напряжения

Использование коротких управляющих импульсов требует увеличения их амплитуды для надежного отпирания. Напомним, что медленное нарастание входного импульса, амплитуда которого достаточна для отпирания, связано с увеличением локального перегрева перехода, если анодный ток нарастает быстро. Поэтому в таких случаях (например, в инверторах) всегда следует переключать тиристоры посредством импульсов с минимальным временем нарастания (желательно не более 500 *нсек*) и с максимально допустимой амплитудой.

В непроводящую часть периода к управляющему электроду можно приложить отрицательное напряжение, которое улучшает величину *du/dt* и снижает время запирания, а также предотвращает случайное (ложное) отпирание

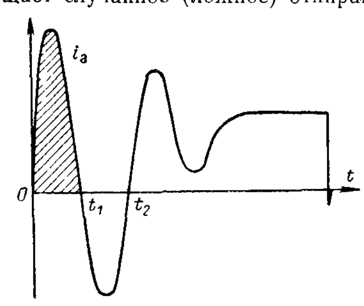


Рис. 21-4. Типовая кривая анодного тока при резонансном характере анодной цепи.

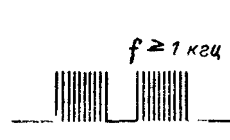


Рис. 21-5. Управление пачками импульсов.

Если анодный ток тиристора имеет колебательный характер в схеме с резонансной нагрузкой, то иногда необходимо подавать на управляющий электрод широкий импульс Импульс, который закончится до момента t_2 (рис. 21-4), обеспечит проводящее состояние только в пределах заштрихованной зоны Если длительность импульса превышает интервал $0-t_2$, то тиристор вновь отпирается, когда анодное напряжение становится положительным Широкий импульс необходим также в схемах с регулируемым углом отпирания при отстающем сдвиге тока по отношению к напряжению, как показано в § 9 6.

Другой способ управления тиристором — подача пакета коротких импульсов, как показано на рис 21-5

21-2-8. Измерение температуры

Температуры корпуса и переходов тиристоров оказывают существенное влияние на его характеристики Поэтому необходима проверка температур корпусов всех тиристоров в работающей схеме, и, если в паспорте тиристора не указано допустимое значение данной величины, следует оценить температуру перехода Подсчитанная таким образом температура перехода позволяет определить многие важные характеристики и параметры тиристора Методы расчета температуры перехода рассмотрены в разд 3

21-2-9. Магнитное насыщение

Ферромагнитные сердечники дросселей и трансформаторов могут насыщаться и нарушать работу некоторых цепей с тиристорами. Наиболее известны два случая, когда приходится встречаться с насыщением магнитных цепей.

1. Схема с регулируемым углом отпирания и трансформаторной нагрузкой. Несимметрия углов отпирания тиристоров, обусловленная разбросом параметров входных либо анодных цепей, приводит к появлению постоянной составляющей тока в трансформаторе и возможному его насыщению

2 При пуске инвертора напряжение на первом полупериоде, приложенное к инверторному трансформатору, может иметь ту же полярность, что и в последний полупериод перед предшествующим выключением инвертора. Такое дополнительное намагничивание также может повлечь насыщение сердечника

Для устранения насыщения используют

а) проектирование сердечников, работающих с пониженной индукцией;

б) проектирование схем управления, обеспечивающих симметричное отпирание тиристоров и обязательное изменение знака намагничивающей силы в каждый следующий полупериод;

в) пуск инвертора при повышенной частоте управления;

г) введение в схему сопротивлений (омических или индуктивных), ограничивающих ток.

21-2-10. Сопротивление источника питания

Необходимо проверить внутреннее сопротивление источника питания. В инверторных схемах через источник протекает переменная составляющая тока с частотой, кратной выходной частоте инвертора. Электролитические конденсаторы из-за сравнительно высоких потерь не всегда удобны для замыкания переменной составляющей тока, содержащейся во входном токе. Значительно лучше пропитанные маслом бумажные конденсаторы.

Следует по мере возможностей избегать механических выключателей (контакторов) в линии, соединяющей источник питания с тиристорами. Дребезг контактов является частой причиной переходных процессов с большими значениями du/dt.

Раздел двадцать второй

КРАТКИЕ СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ПО ТИРИСТОРАМ ФИРМЫ ДЖЕНЕРАЛ ЭЛЕКТРИК

Приведенная в начале данного раздела обзорная таблица дает общее представление о номенклатуре тиристоров, выпускаемых фирмой Дженерал Электрик, и помогает также при предварительном выборе прибора. Следует обратить внимание, что в этой таблице тиристоры разбиты на 10 групп в соответствии с их основными особенностями и потенциальными областями применения. Следует также отметить, что каждая серия тиристоров указана в таблице 1 раз, хотя многие из них могут использоваться для различных целей и каждая из серий включает в себя до восьми типов тиристоров.

Выборочные данные по тиристорам и некоторым тиристорным блокам приводятся в данном разделе только для основных справок[1]. Полная информация о параметрах и характеристиках тиристоров имеется в фирменных каталогах и спецификациях.

[1] С целью сокращения объема книги при переводе были оставлены данные только наиболее распространенных видов тиристоров, упоминаемых в других разделах справочника (Прим. редакторов перевода.)

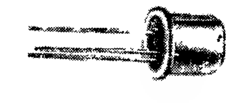
22-1. ТИПЫ ТИРИСТОРОВ ФИРМЫ ДЖЕНЕРАЛ ЭЛЕКТРИК

Обозначение фирмы Дженерал Электрик	Обозначение по системе JEDEC	Действующее значение прямого тока, *а*	Диапазон максимально допустимого напряжения *в*	Страница, на которой приведены справочные данные	Примечание
1. Однонаправленные тиристоры на небольшие токи (до 10 а) для общепромышленной и военной аппаратуры					
—	2N877—81	0,5	30—200	—	$I_{у.о}$=200 *мка*
—	2N885—89	0,5	30—200	472	$I_{у.о}$=20 *мка*
—	2N1929—35	1,1	25—300	—	—
C5	2N2322—29	1,6	25—400	476	$I_{у.о}$=200 *мка*
	2N2322A—28A				$I_{у.о}$=20 *мка*
C511	—			477	$I_{у.о}$=200 *мка*, корпус с овальным фланцем
C6	—	1,6	25—200	478	Корпус ТО-5
C611	—			480	Корпус с овальным фланцем
C7	2N2344—48	1,6	25—200	480	Высокая чувствительность по управляющему электроду
—	2N1595—99	1,6	50—400	—	Малый удерживающий ток
C11	2N1770—78 2N2619	7,4	25—600	487	Высокая чувствительность по управляющему электроду
2. Однонаправленные тиристоры на средние токи (10—50 а) для общепромышленной и военной аппаратуры					
—	2N681—92	25	25—800	501	Нет ограничений по $U_{пр.доп}$
C35	—	35	25—800	505	—
3. Однонаправленные тиристоры на большие токи (свыше 50 а) для общепромышленной и военной аппаратуры					
C45	—	55	25—900	514	Гибкие выводы катода и управляющего электрода
C46	—			514	Жесткие выводы в виде флажков
C50	2N1909—16 2N1792	110	25—900	519	Гибкие выводы катода и управляющего электрода
C52		110	25—900	519	Жесткие выводы в виде флажков
C500X1	—	1 200	До 1 800	537	С водяным охлаждением

Обозначение фирмы Дженерал Электрик	Обозначение по системе JEDEC	Действующее значение прямого тока, *а*	Диапазон максимально допустимого напряжения, *в*	Страница, на которой приведены справочные данные	Примечание
4. Однонаправленные тиристоры с улучшенными динамическими показателями для общепромышленного назначения					
C135	2N3753—61	35	50—800	511	Гарантированные du/dt и di/dt
C137	—	35	500—1 200	513	То же
C145	—	55	50—1 200	517	То же
C150 до C153	—	110	500—1 300	522	Нет ограничений по $U_{пр.доп}$, гарантированные du/dt и di/dt
C178	—	200	100—1 200	—	Гарантированные du/dt и di/dt
C280	—	235	700—1 700	531	То же
C290 C291	— —	470	100—1 200	535	То же
C350	—	110 (среднее значение)	500—1 300	527	Типа Пресс-Пак, гарантированные du/dt и di/dt
C380	—	235 (среднее значение)	500—1 300	533	То же
5. Однонаправленные экономичные тиристоры для легких режимов работы в общепромышленной аппаратуре (ограниченный температурный диапазон)					
C106	—	2	30—200	481	Высокая чувствительность по управляющему электроду
C20/22	—	7,4	25—400	491	—
C15	—	8	25—400	485	Корпус в виде болта или для запрессовки
C36	—	16	25—400	493	—
C37	—	25	25—800	499	—
C30, C32 C31, C33	— —	25	25—400	496	Корпус в виде болта или для запрессовки
6. Однонаправленные тиристоры с высокой допустимой рабочей температурой (150° С)					
C10	2N1770A—77A	7,4	25—400	483	$T_{раб}=-65\div+150°$ С
C38	—	35	25—500	507	$T_{раб}=-65\div+150°$ С
C60 C61	2N2023—29	110	25—300	—	$T_{раб}=-65\div+150°$ С $T_{раб}=-40\div+150°$ С

Обозначение фирмы Дженерал Электрик	Обозначение по системе JEDEC	Действующее значение прямого тока, *а*	Диапазон максимально допустимого напряжения, *в*	Страница, на которой приведены справочные данные	Примечание
7. Однонаправленные тиристоры с быстрым запиранием					
C9	—	1,1	25—300	474	$t_{восст}\leqslant12$ *мксек*
C12	—	7,4	25—400	489	$t_{восст}\leqslant12$ *мксек*
C40	—	35	25—400	509	$t_{восст}\leqslant12$ *мксек*
C55, C56	—	110	25—600	521	$t_{восст}\leqslant12$ *мксек*
C154 до C157	—	110	100—500	525	$t_{восст}\leqslant10$ *мксек*, нет ограничений по $U_{пр.доп}$
C180 C181 C185		325	100—1 300	529 — 529	$I_{а.ударн}=3\,500$ *а* $I_{а.ударн}=2\,500$ *а* $I_{а.ударн}=3\,500$ *а*
8. Однонаправленные высокочастотные тиристоры (до 25 кгц)					
C140 C141	2N3549—53 2N3654—58	35	50—400	503	Высокие du/dt и di/dt, малое $t_{восст}$
9. Двунаправленные тиристоры					
SC40B SC41B	— —	6	200	539	Корпус в виде болта Корпус для запрессовки
SC40D SC41D	— —	6	400	539	То же
SC45B SC46B	— —	10	200	539	То же
SC45D SC46D	— —	10	400	539	То же
10. Триодные и тетродные фототиристоры					
L8 L811 L9 L911	— — — —	1,6	25—200	543	Триодные фототиристоры
LASCS		0,175 (среднее значение)	40	—	Тетродный фототиристор

22-2. ВЫБОРОЧНЫЕ СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ПО ОСНОВНЫМ ТИПАМ ОДНОНАПРАВЛЕННЫХ ТИРИСТОРОВ



2N885—2N889

1. Тиристоры типа 2N885—2N889 на действующее значение тока 0,5 *а* и напряжение до 200 *в*

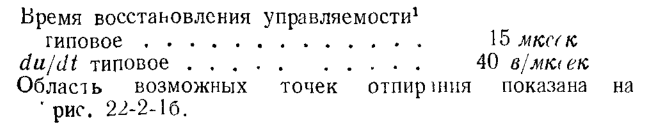
Основные особенности: миниатюрный корпус типа ТО-18, очень высокая чувствительность по управляющему электроду; малый удерживающий ток; предназначены для применения в военной аппаратуре.

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение $U_{пр\ м}$ при $T_{пер}=-65\div+125°$ С, $R_{у\ к}=1$ *ком*, *в*	Рабочее и повторяющееся максимальное обратное напряжение $U_{обр\ м}$ при $T_{пер}=-65\div+150°$ С, *в*	* Максимальное неповторяющееся обратное напряжение $U_{обр\ пик}$ (при длительности импульса < 5 *мсек*) при $T_{пер}=-65\div125°$ С, *в*
2N885	30	30	45
2N886	60	60	90
2N887	100	100	130
2N888	150	150	200
2N889	200	200	275

Характеристики и максимально допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . . 0,5 *а*
Среднее значение прямого тока . . . см. рис. 22-2-1а
Однопериодный ударный прямой ток . . . 7 *а*
Амплитуда обратного напряжения на управляющем электроде . . . . . 6 *в*
Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . . . −65 ÷ +150° С
Прямой и обратный токи утечки[2]:
типовой . . . . 10 *мка*
наибольший . . . . 20 *мка*
Удерживающий ток[1]:
типовой . . . . 1,1 *ма*
наибольший . . . . 3 *ма*

[1] При $T_{пер}=+25°$ С и $R_у=1$ *ком*.
[2] При $T_{пер}=+125°$ С и $R_у=1$ *ком*.



Время восстановления управляемости[1]
типовое . . . . 15 *мксек*
du/dt типовое . . . . 40 *в/мксек*
Область возможных точек отпирания показана на рис. 22-2-1б.

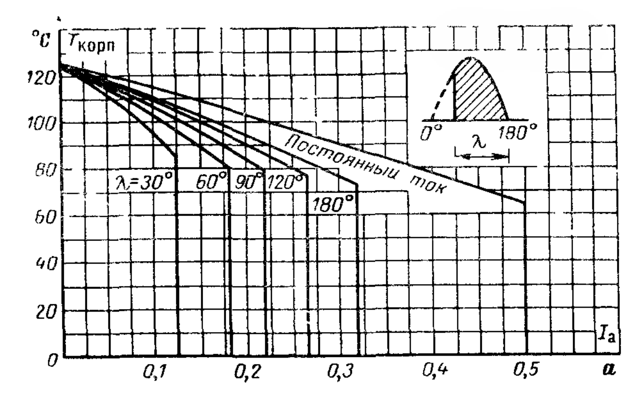


Рис 22-2-1а Зависимость максимально допустимой температуры корпуса от среднего значения прямого тока $I_а$ ($T_{пер}=+125°$ С) при различных углах проводимости. Нагрузка активная или индуктивная, частота 50—400 *гц*, средняя мощность импульсов управления 0,01 *вт*.

в $U_у$
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0
+125°С +25°С −65°С
−65°С
+25°С
+125°С
+125°С $I_у$
−40
0
40
ма

Рис 22-2-1б. Область возможных значений управляющих тока отпирания и напряжения отпирания при температуре от −65 до +125° С Напряжение питания в анодной цепи 6 *в*. Внутреннее сопротивление источника импульсов управления 1 000 *ом*

Вертикальные линии +125° С, +25° С и −65° С характеризуют наименьшие значения тока управления, необходимого для отпирания всех тиристоров при соответствующих $T_{пер}$, горизонтальные линии −65° С, +25° С и +125° С характеризуют аналогичные наименьшие значения напряжения управления Нижняя граница заштрихованной зоны — горизонтальная линия +125° С — показывает наибольшее напряжение управления, не приводящее к отпиранию любого тиристора при $T_{пер}=+125°$ С.

[1] При $T_{пер}=+125°$ С и $R_у=100$ *ом*.



2. Тиристоры типа С9 на действующее значение тока 1,1 *а* и напряжение до 300 *в*

	C9U	C9F	C9A	C9G	C9B	C9H	C9C
Амплитудное обратное повторяющееся напряжение, *в** . .	25	50	100	150	200	250	300
Прямое напряжение отпирания (не менее), *в*	25	50	100	150	200	250	300
Амплитудное обратное неповторяющееся напряжение (при длительности менее 5 *мсек*), *в**	35	75	150	225	300	350	400
Обратный или прямой ток утечки (наибольшее значение), *ма*	4,0	4,0	2,0	1,5	1,1	1,0	0,9

* Только при нулевом или отрицательном напряжении на управляющем электроде.

Характеристики и максимально допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . . 1,1 *а*

Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-2а

Однопериодный ударный прямой ток . . . 30 *а*

Амплитуда обратного напряжения на управляющем электроде . . . . . 10 *в*

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . . —65÷+125° С

Удерживающий ток при $T_{пер}$=+25° С (типовое значение) . . . . 8 *ма*

Время восстановления управляемости (наибольшее значение при $T_{пер}$= =+125° С) . . . . 12 *мксек*

Характеристики управления показаны на рис. 22-2-2б.

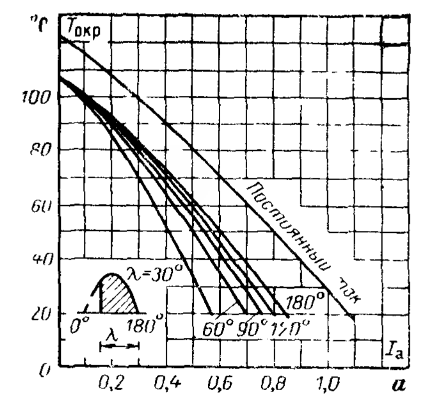


Рис 22-2-2а Зависимость максимально допустимой окружающей температуры от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости в одно-, трех- и шестифазных схемах и на постоянном токе, при активной и индуктивной нагрузке и частоте от 50 до 400 *гц*.

Рассеиваемая мощность в цепи управляющего электрода 0,1 *вт* Скорость нарастания прямого тока не должна превышать 10 *ма/мксек* в течение первых 5 *мксек* после подачи импульса управления Если необходима бóльшая скорость нарастания тока, окружающая температура должна быть снижена на величину ΔT

$$\Delta T = 20 f U_м I_м \cdot 10^{-6}, \ ^\circ C,$$

где f — частота (*гц*), $U_м$ — значение анодного напряжения непосредственно перед отпиранием и $I_м$ — значение тока непосредственно после отпирания

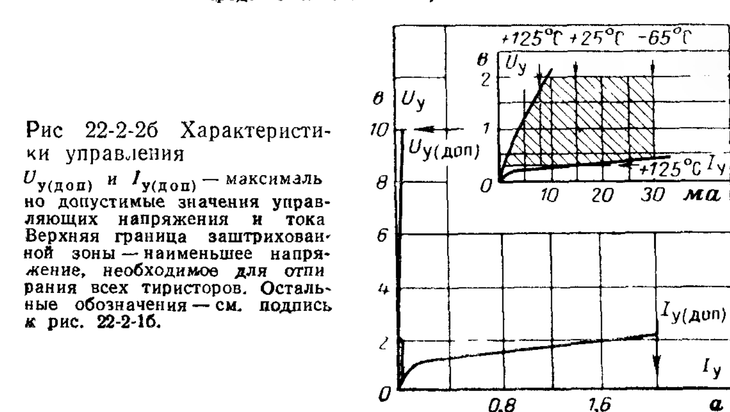
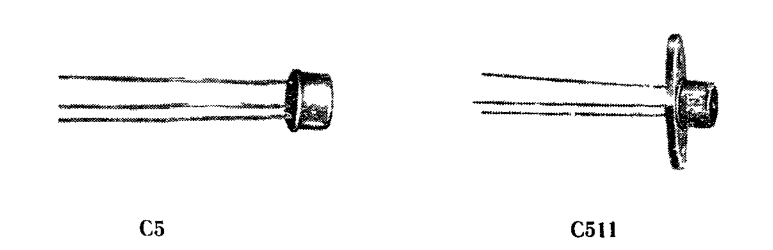


Рис 22-2-2б Характеристики управления

$U_{у(доп)}$ и $I_{у(доп)}$ — максимально допустимые значения управляющих напряжения и тока Верхняя граница заштрихованной зоны — наименьшее напряжение, необходимое для отпирания всех тиристоров. Остальные обозначения — см. подпись к рис. 22-2-1б.



3. Тиристоры серий С5 (2N2322—2N2329), С511, 2N2322А—2N2328А на действующее значение тока 1,6 *а* и напряжение до 400 *в*

Основные особенности серии С5: высокая чувствительность по управляющему электроду; стандартный корпус типа ТО-5, пригодный для печатных схем, малый удерживающий ток; разработаны в соответствии со спецификацией Mil-S-19500/276 (ВМФ США)

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение $U_{пр.м}$ при $R_{у\,к} \leq 1$ *ком*, *в*	Рабочее максимально повторяющееся обратное напряжение $U_{обр\,м}$, *в*	Максимальное неповторяющееся обратное напряжение $U_{обр.пик}$ (при длительности импульса <5 *мсек*), *в*
	при $T_{пер} = -65 \div +125°$ С		
C5U (2N2322)	25	25	40
C5F (2N2323)	50	50	75
C5A (2N2324)	100	100	150
C5G (2N2325)	150	150	225
C5B (2N2326)	200	200	300
C5H (2N2327)	250	250	350
C5C (2N2328)	300	300	400
C5D (2N2329)	400	400	500

Характеристики и максимально допустимые параметры серии С5

Действующее значение прямого тока . . . 1,6 *а*
Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-3а
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 15 *а*
Защитный параметр I^2t (для выбора предохранителя) для интервалов $\geq$1,5 *мсек* . . . . 0,5 $a^2 \cdot$*сек*
Амплитуда обратного напряжения на управляющем электроде . . . . . 6 *в*
Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . —65 ÷ +125° С

Прямой и обратный токи утечки[2]:
типовое значение . . . . 40 *мка*
наибольшее значение . . . . . . 100 *мка*
Удерживающий ток[1]:
типовое значение . . . . 1,0 *ма*
наибольшее значение . . . . . . 2,0 *ма*
Типовое значение времени восстановления управляемости[3] . . . . 40 *мксек*
Зона возможных точек отпирания показана на рис. 22-2-3б.

[1] При $T_{пер} = +25°$ С и $R_{у\,к} = 1$ *ком*
[2] При $T_{пер} = +125°$ С и $R_{у\,к} = 1$ *ком*
[3] При $T_{пер} = 125°$ С и $R_{у\,к} = 100$ *ом*.

Тиристоры типов 2N2322А—2N2328А имеют такие же параметры, за исключением управляющего тока отпирания, равного 20 *мка*

Тиристоры серии С511 (C511U, F, A, G, B, H, C, D) имеют такие же параметры, как С5, но снабжены корпусом с овальным фланцем, крепящимся к радиатору двумя винтами для улучшения теплоотвода, в связи с чем зависимости $T_{корп}$ от I_a идут несколько положе.

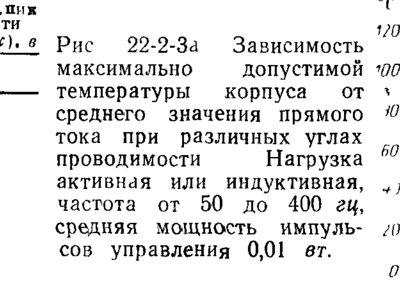
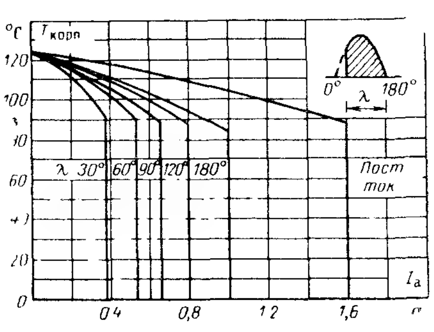



Рис 22-2-3а Зависимость максимально допустимой температуры корпуса от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости Нагрузка активная или индуктивная, частота от 50 до 400 *гц*, средняя мощность импульсов управления 0,01 *вт*.

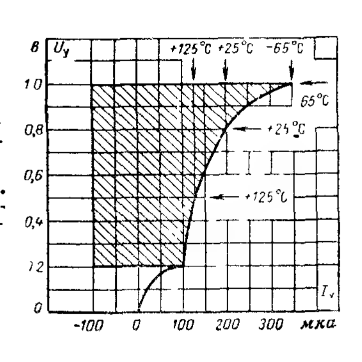
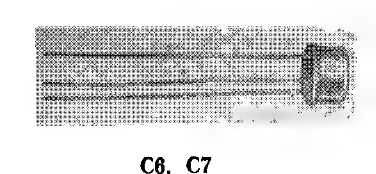
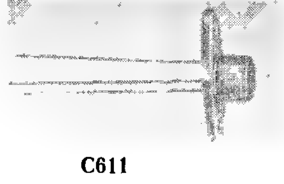


Рис 22-2-3б. Область возможных значений управляющих тока отпирания и напряжения отпирания.

Напряжение питания в анодной цепи 6 *в*. Внутреннее сопротивление источника импульсов управления 1 *ком*. Остальные обозначения — см подпись к рис. 22-2-1б.



С6, С7



С611

4. Тиристоры серий С6, С611 и С7 на действующее значение тока 1,6 *а* и на напряжение до 200 *в*

Основные особенности серии С6 низкая стоимость большая чувствительность по управляющему электроду, стандартный корпус типа ТО 5 пригодный для применения в печатных схемах

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение $U_{пр\,м}$ при $R_{у\,к}$ 1 *ком, в*	Рабочее повторяющееся максимальное обратное напряжение $U_{обр\,м}$, *в*	Максимальное неповторяющееся обратное напряжение $U_{обр\,н\,к}$ (при длительности импульса ≤5 *мсек*) *в*
	при $T_{пер}$= −40— +125° С		
С6U	25	25	40
С6F	50	50	75
С6А	100	100	150
С6G	150	150	225
С6В	200	200	300

Характеристики и максимально допустимые параметры для серии С6

Действующее значение прямого тока 1 6 *а*
Среднее значение прямого тока см рис. 22-2-4а
Однопериодный ударный прямой ток 10 *а*
Амплитуда обратного напряжения на управляющем электроде . . . 6 *в*
Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . . −40 ÷ +125° С
Прямой и обратный токи утечки[2]:
- типовое значение . . . . 40 *мка*
- наибольшее значение . . . . 100 *мка*

Удерживающий ток[1]:
- типовое значение . . . . 1 *ма*
- наибольшее значение . . . . 5 *ма*

Время восстановления управляемости (типовое значение)[3] . . . . 40 *мксек*

Типовые зависимости управляющих напряжения отпирания и тока отпирания от ширины управляющего импульса показаны на рис. 22-2-4б.

[1] При $T_{пер}$= +25° С и $R_{у\,к}$=1 *ком*.
[2] При $T_{пер}$= +125° С и $R_{у\,к}$=1 *ком*.
[3] При $T_{пер}$= +125° С и $R_{у\,к}$=100 *ом*

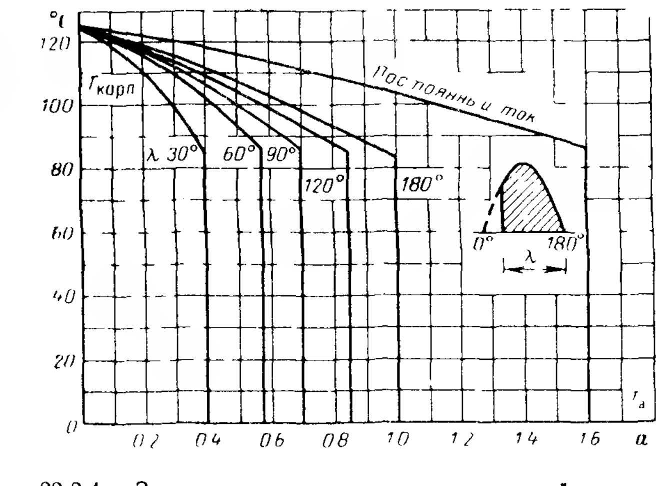


Рис 22 2 4а Зависимость максимально допустимой температуры корпуса от среднего значения* прямого тока при различных углах проводимости

Нагрузка активная или индуктивная частота от 50 до 400 *гц* средняя мощность импульсов управления 0 01 *вт*

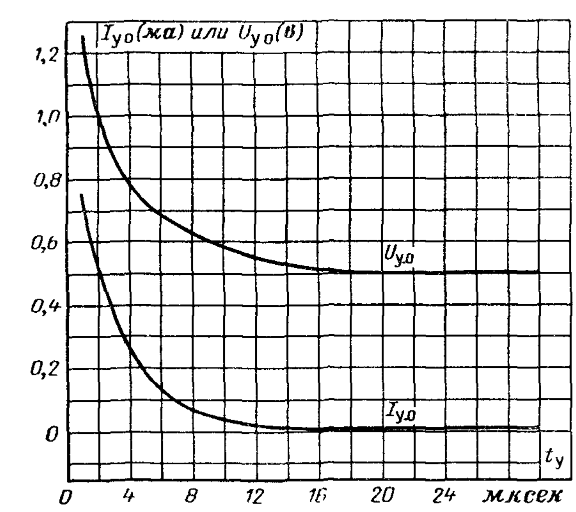


Рис 22 2-4б Типовые зависимости управляющих тока отпирания $I_{у\,о}$ и напряжения отпирания $U_{у\,о}$ от длительности импульсов управления $t_у$ (импульсы прямоугольной формы) Температура перехода +25° С

Тиристоры серии C611 имеют такие же параметры, но снабжены корпусом с овальным фланцем, крепящимся к радиатору двумя винтами для улучшения теплоотвода. В связи с этим точка излома кривых на рис. 22-2-4а для них соответствует температуре корпуса 100° С.

Тиристоры серии C7 (2N2344—2N2348) имеют такие же параметры, что и серии C6, и такой же корпус, но пригодны для использования при бо́льших сопротивлениях между управляющим электродом и катодом. Для них:

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . . . —65÷+100° С
Удерживающий ток[1]:
  типовое значение . . . . 0,2 *ма*
  наибольшее значение . . . . 1,0 *ма*
Время восстановления управляемости (типовое значение)[2] . . . . 20 *мксек*
Область возможных точек отпирания для тиристоров серии C7 показана на рис. 22-2-4в.

[1] $T_{пер}$ = +25° С и $R_{у\,к}$=40 *ком*.
[2] $T_{пер}$ = +40° С и $R_{у\,к}$=100 *ом*.

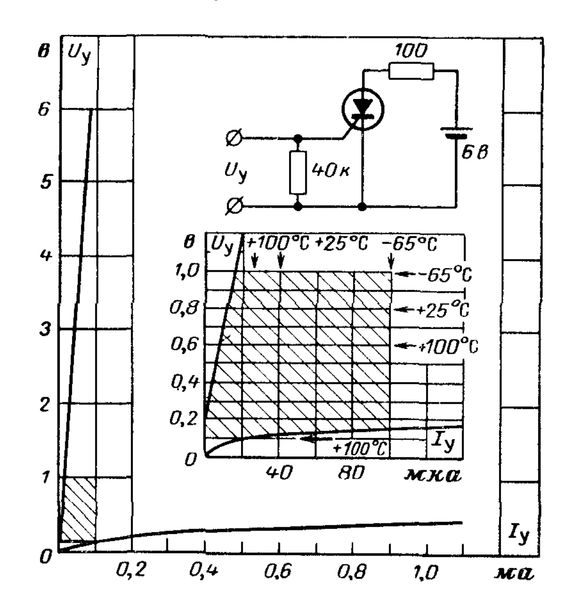
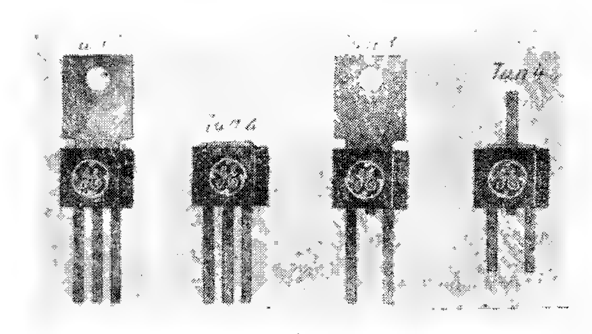


Рис. 22-2-4в Характеристики управления тиристоров серии C7.

В верхней части рисунка показана испытательная схема. Остальные обозначения — см. подпись к рис. 22-2-1б (но верхняя температура $T_{пер}$ вместо 125° С равна +100° С).



C106

5. Тиристоры серии C106 на действующее значение тока 2 *а* и напряжение до 200 *в*

Основные особенности: очень низкая стоимость; высокая чувствительность по управляющему электроду; высокая надежность, наличие нескольких вариантов выполнения корпуса (тип 1, тип 2, тип 3, тип 4), выполненного из пластмассы.

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение $U_{пр.м}$ при $R_{у\,к} \leq 1$ *ком*, *в*	Рабочее и повторяющееся максимальное обратное напряжение $U_{обр.м}$, *в*
	При $T_{пер}$ = —40÷ +110° С	
C106Y1, C106Y2, C106Y3, C106Y4	30	30
C106F1, C106F2, C106F3, C106F4	50	50
C106A1, C106A2, C106A3, C106A4	100	100
C106G1, C106G2, C106G3, C106G4	150	150
C106B1, C106B2, C106B3, C106B4	200	200

Характеристики и максимально допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . . 2 *а*
Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-5а
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 15 *а*
Защитный параметр I^2t (для выбора предохранителя) для интервалов ≥1,5 *мсек* . . . . 0,5 $а^2 \cdot сек$
Амплитуда обратного напряжения на управляющем электроде . . . . . 6 *в*

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . . . —40÷+110° C
Прямой и обратный токи утечки[1]:
- типовое значение . . . . 10 *мка*
- наибольшее значение . . . . . . 100 *мка*

Удерживающий ток[2]:
- типовое значение . . . . 0,3 *ма*
- наибольшее значение . . . . 3 *ма*

Время восстановления управляемости[1]:
- типовое значение . . . . 40 *мксек*
- наибольшее значение . . . . . . 100 *мксек*

du/dt[1] типовое значение . . . . . . 20 *в/мксек*
di/dt наибольшее значение . . . . . 50 *а/мксек*

Зависимости наибольших значений управляющих тока и напряжения, необходимых для отпирания, от ширины управляющего импульса, показаны на рис. 22-2-5б.

[1] При $T_{пер}$= +110° C и $R_{у.к}$=1 *ком.*
[2] При $T_{пер}$= +25° C и $R_{у.к}$=1 *ком.*

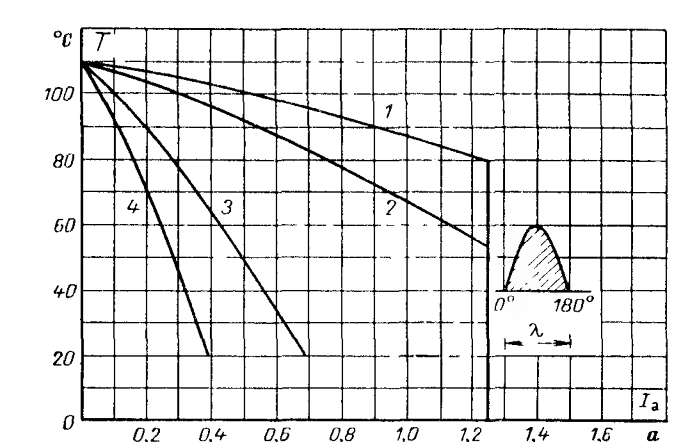


Рис. 22-2-5а. Зависимость максимально допустимой температуры от среднего значения прямого тока для различных вариантов корпуса тиристоров при угле проводимости 180°.

Нагрузка активная или индуктивная, частота от 50 до 400 *гц*. Корпус вентилей расположен вертикально. Линия *1* — типы 1 и 3; температура поверхности корпуса; линия *2* — типы 2 и 4, температура анодного вывода; линия *3* — типы 1 и 3, окружающая температура; линия *4* — типы 2 и 4, окружающая температура.

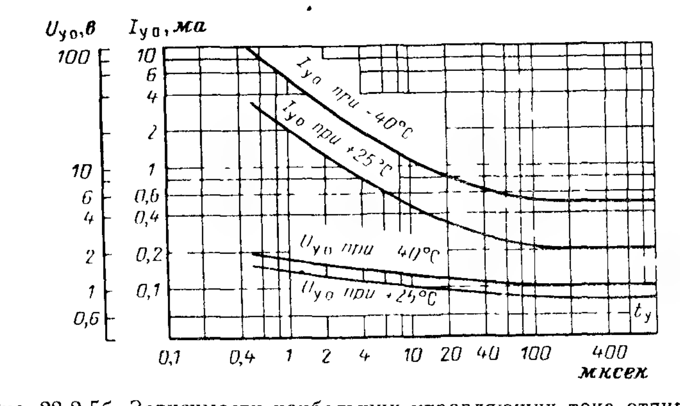
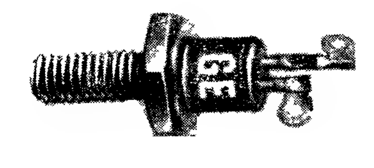


Рис. 22-2-5б. Зависимости наибольших управляющих тока отпирания $I_{уо}$ и напряжения отпирания $U_{уо}$ от длительности импульсов управления $t_у$ (импульсы прямоугольной формы).



C10(2N1770A—2N1777A)

6. Тиристоры серии C10 (2N1770A—2N1777A) на действующее значение тока 7,4 *а* и напряжение до 400 *в*

Основные особенности: гарантированное наибольшее значение удерживающего тока; не требуют смещения на управляющем электроде; указанное максимальное прямое запираемое напряжение сохраняется в диапазоне —65÷+150° C; разработаны с учетом требований спецификации Mil-S-19500/168

Параметр	C10U 2N1770A	C10F 2N1771A	C10A 2N1772A	C10G 2N1773A	C10B 2N1774A	C10H 2N1775A	C10C 2N1776A	C10
Максимальное неповторяющееся обратное напряжение $U_{обр.пик}$ (t<5 *мсек*), *в*	35	75	150	225	300	350	400	500
Максимальное повторяющееся обратное напряжение $U_{обр.м}$, *в*	25	50	100	150	200	250	300	400
Прямое напряжение отпирания $U_{отп}$, *в* (не менее)	25	50	100	150	200	250	300	400

Характеристики и максимально допустимые параметры

Действующее значение прямого тока	7,4 *а*
Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-6а	
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся)	60 *а*
Защитный параметр I^2t (для выбора предохранителей) для интервалов ≥1,5 *мсек*	4,9 $а^2 \cdot сек$
Амплитуда обратного напряжения на управляющем электроде	10 *в*
Рабочая температура $T_{пер}$	—65÷+150° С
Удерживающий ток (при $T_{пер}$= =+25° С):	
типовое значение	8 *ма*
наибольшее значение	25 *ма*
Время восстановления управляемости (типовое значение)	10 *мксек*
du/dt	Не оговаривается
di/dt	» »

Характеристики управления показаны на рис. 22-2-6б.

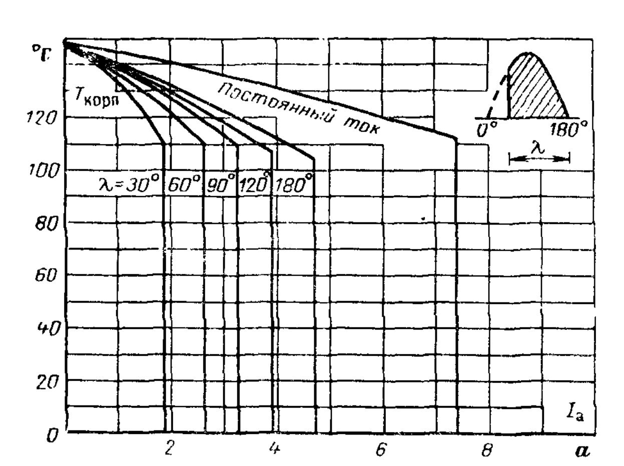


Рис. 22-2-6а. Зависимости максимально допустимой температуры головки корпуса от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.

Нагрузка активная или индуктивная, частота от 50 до 400 *гц*. Средняя мощность импульсов управления 0,5 *вт*. Вентиль укреплен на плоской пластине размером не менее 38×38 *мм* (тепловое сопротивление от корпуса до окружающей среды не более 18° С/*вт*). Кривые справедливы при скорости нарастания анодного тока не более 5 *а/мксек*.



Рис. 22-2-6б. Характеристики управления при $T_{пер}$= =—65÷+150° С.

$U_{у.доп}$ и $I_{у.доп}$ — максимально допустимые значения управляющих напряжения и тока. Остальные обозначения — см подпись к рис. 22-2-1б и 22-2-2б (но верхняя температура вместо 125° С равна +150° С).

C15

7. Тиристоры серии С15 на действующее значение тока 8 *а* и напряжение до 400 *в*

Основные особенности: низкая стоимость; пригодны для силовых переключающих устройств.

Тип	Прямое напряжение отпирания $U_{отп}$ (не менее), *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение[1] $U_{обр.пик}$, *в*
	при $T_{пер}$=—65÷+105° С		
C15U	25	25	40
C15F	50	50	75
C15A	100	100	150
C15G	150	150	225
C15B	200	200	300
C15C	300	300	400
C15D	400	400	500

[1] Значения $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$ указаны только для нулевого или отрицательного напряжения на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление от вентильного элемента до окружающей среды, при котором справедливы указанные значения $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$, должно быть равно 18° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . . 8 *а*

Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-7а

Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 60 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов $\geqslant$1,5 *мсек* . . . . 4,9 $a^2 \cdot сек$

Максимальное обратное напряжение на управляющем электроде . . . . 10 *в*

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . —65 ÷ +105° С

Прямой и обратный токи утечки (наибольшее значение при $T_{пер}$=105° С), *ма*

C15U — C15A	C15G	C15B	C15C	C15D
9,0	8,0	6,0	4,0	2,0

Удерживающий ток (наибольшее значение при $T_{пер}$= +25° С) . . . . 30 *ма*

Характеристики управления показаны на рис. 22-2-7б.

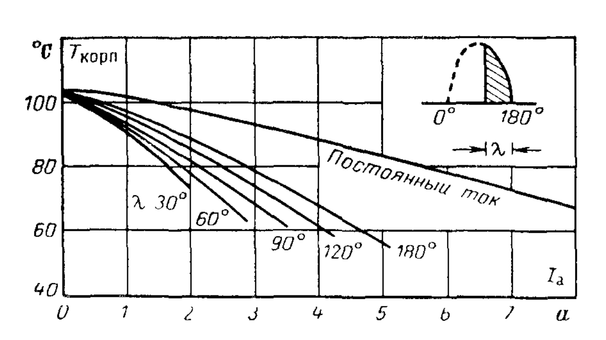


Рис 22-2-7а Зависимость максимально допустимой температуры корпуса от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.

Условие испытаний — см подпись к рис 22-2-6а.

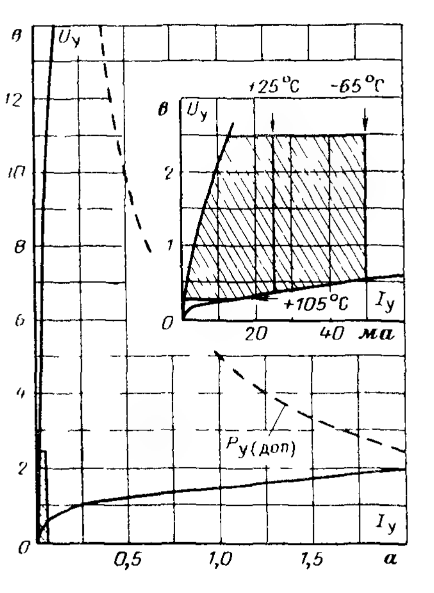
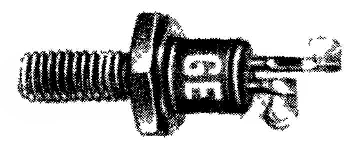


Рис 22-2-7б Характеристики управления при $T_{пер}$= = —65 — +105° С

Гипербола $P_{у\,доп}$ характеризует предельную мгновенную мощность рассеивания на управляющем электроде равную 5 *вт* Остальные обозначения — см подписи к рис 22 2 1б и 22 2 2б



C11(2N1770—2N1778, 2N2619)

8. Тиристоры серии C11 (2N1770—2N1778 и 2N2619) на действующее значение тока 7,4 *а* и напряжение до 600 *в*

Основные особенности не требуют смещения на управляющем электроде, имеют высокую чувствительность по управляющему электроду, выпускаются с 1961 г

В серию C11 входят тиристоры типов C11U(2N1770), C11F (2N1771), C11A (2N1772), C11G (2N1773), C11B (2N1774), C11H (2N1775), C11C (2N1776), C11D (2N1777), C11E (2N1778) и C11M (2N2619) Прямое напряжение отпирания $U_{отп}$, максимальное обратное повторяющееся напряжение $U_{обр\,м}$ и максимальное обратное неповторяющееся напряжение $U_{обр\,пик}$ для тиристоров C11U, C11F, C11A, C11G, C11B, C11C и C11D равны соответствующим значениям для тиристоров C15U—C15D, но определяются при $T_{пер}$= = —65 — +125° С и тепловом сопротивлении 18° С/*вт* между корпусом и окружающей средой Для тиристоров остальных типов $U_{отп}$, $U_{обр\,м}$ и $U_{обр\,пик}$ равны соответственно 250 250 и 350 *в* для C11H, 500, 500 и 600 *в* для C11E и 600, 600 и 720 *в* для C11M

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . .	7,4 *а*
Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-8а	
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся)	60 *а*
Защитный параметр I^2t для интервалов $\geqslant$1,5 *мксек*	4,9 $a^2 \cdot сек$
Максимальное обратное напряжение на управляющем электроде	10 *в*
Рабочая температура $T_{пер}$	—65÷+125° С
Удерживающий ток (типовое значение при $T_{пер}$=25° С)	8,0 *ма*
Время восстановления управляемости (типовое значение при $T_{пер}$=125° С) . . .	15 *мксек*

Характеристики управления приведены на рис. 22-2-8б.

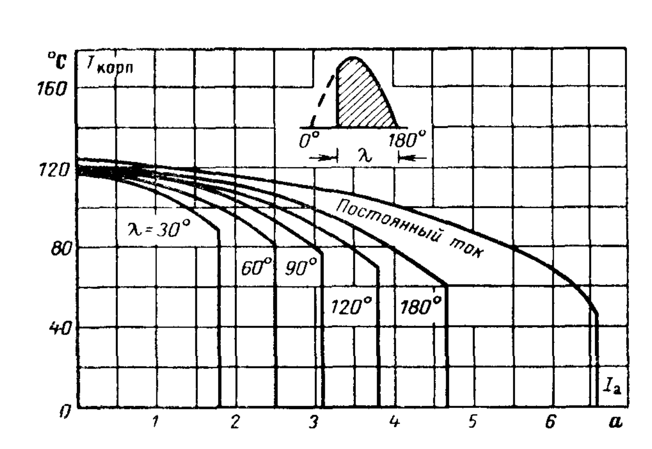


Рис. 22-2-8а. Максимально допустимая температура корпуса при различной величине среднего значения прямого тока и различных углах проводимости.

Одно-, трех- или шестифазные схемы или постоянный ток, активная или индуктивная нагрузка, частота 50—400 *гц*. Средняя мощность импульсов управления 0,25 *вт*, при большей $P_{у\,ср}$ необходимо температуру корпуса снизить на 3° С на 1 *вт*. Размеры охлаждающей пластины не менее 38×38 *мм*.

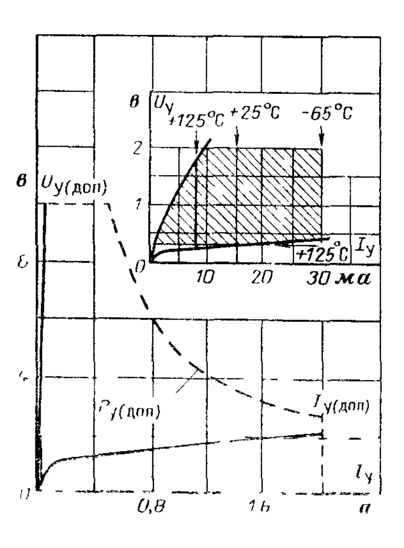
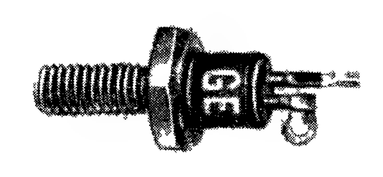


Рис 22-2-8б. Характеристики управления при $T_{пер}$=—65÷+125° С.

Гипербола $P_{у\,доп}$ соответствует максимально допустимой мгновенной мощности рассеивания 5 *вт*. Остальные обозначения — см. рис 22-2-1б и 22-2-2б.



С12

9. Тиристоры серии С12 на действующее значение тока 7,4 *а* и напряжение до 400 *в*

Предназначены специально для применения в инверторах, импульсных модуляторах, импульсных регуляторах постоянного тока, непосредственных преобразователях частоты и в других высокочастотных и импульсных устройствах; имеют гарантированное время восстановления управляемости менее 12 *мксек*. Внешний вид такой же, как у тиристоров серии С15

В серию С12 входят тиристоры типов С12U, C12F, С12А, C12G, С12В, С12Н, С12С и C12D, имеющие прямое напряжение отпирания $U_{отп}$, максимальное обратное повторяющееся напряжение $U_{обр\,м}$ и максимальное обратное неповторяющееся напряжение $U_{обр\,пик}$ такие же, как и у соответствующих приборов серии С15 (С15U—C15D), но определенные при $T_{пер}$=—65÷+125° С и тепловом сопротивлении 18° С/*вт* между корпусом и окружающей средой.

Характеристики и максимально допустимые параметры у тиристоров серии С12 такие же, как у приборов серии С11, кроме:

Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-9а
Защитный параметр I^2t для интервалов $\geqslant$ 1,5 *мсек* 40 $a^2 \cdot сек$
Время восстановления управляемости (при $T_{пер}$= =+125° С) см. рис. 22-2-9б:
типовое значение . . . . 8 *мксек*
наибольшее значение . . . . 12 *мксек*

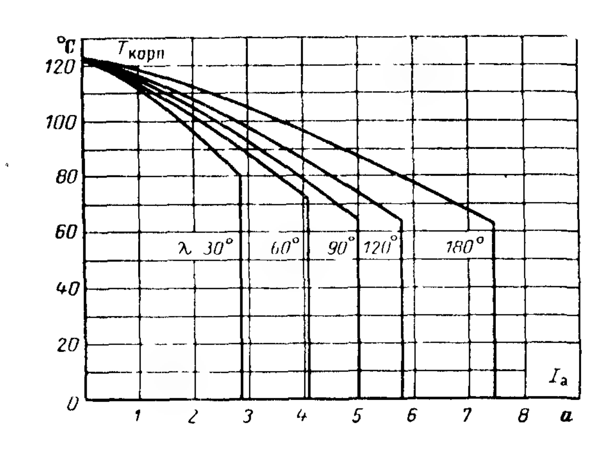


Рис. 22-2-9а. Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных длительностях тока прямоугольной формы.

Частота от 50 до 400 *гц*. Кривые не учитывают коммутационные потери и справедливы при скорости нарастания анодного тока не более 2,0 *а/мксек*. Среднее значение мощности импульсов управления 0,25 *вт*. Наименьшее тепловое сопротивление между корпусом и окружающей средой равно 18° С/*вт*.

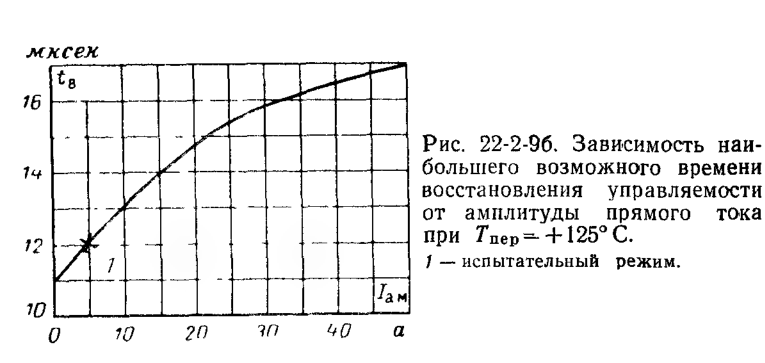
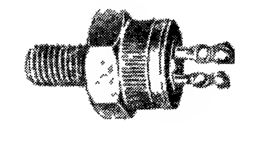
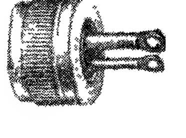


Рис. 22-2-9б. Зависимость наибольшего возможного времени восстановления управляемости от амплитуды прямого тока при $T_{пер}$=+125° С.

1 — испытательный режим.



С20



С22

10. Тиристоры серий С20 и С22 на действующее значение тока 7,4 *а* и напряжение до 400 *в*

Основные особенности: низкая стоимость; гибкость в условиях монтажа; высокая стойкость к ударным токам; малая мощность, необходимая для управления

Тип	Прямое напряжение отпирания[1] $U_{отп}$ (не менее), *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение[1] $U_{обр.пик}$ (t<5 *мсек*), *в*
	при $T_{пер}$=−25÷+100° С		
C20U, C22U	25	25	35
C20F, C22F	50	50	75
C20A, C22A	100	100	150
C20B, C22B	200	200	300
C20C, C22C	300	300	400
C20D, C22D	400	400	500

[1] Величины $U_{отп}$, $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$ указаны только для нулевого или отрицательного напряжения на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление между корпусом и окружающей средой, при котором справедливо указанное $U_{обр.м}$, равно 18° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . 7,4 *а*
Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-10а
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 80 *а*
Защитный параметр I^2t для интервалов $\geqslant$1,5 *мсек* . . . . 27 $a^2 \cdot сек$
Максимальное обратное напряжение на управляющем электроде . . . . 5 *в*
Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . −2,5÷+100° С
Удерживающий ток (при $T_{пер}$=+25° С):
типовое значение . . . . 10 *ма*
наибольшее значение . . . . 30 *ма*
Время восстановления управляемости . . Не оговаривается

Характеристики управления приведены на рис. 22-2-10б; по специальному заказу возможен отбор тиристоров с управляющим током отпирания не более 4,0 *ма*.

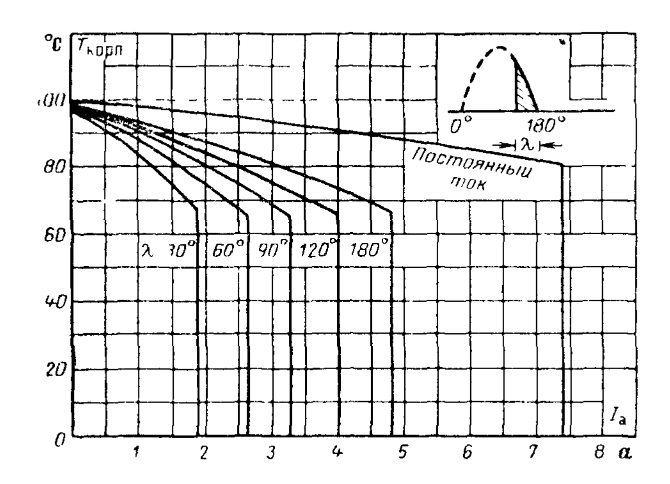


Рис 22 2 10а Зависимость максимально допустимой температуры корпуса от среднего значения анодного тока при различных углах проводимости Одно-, трех- и шестифазные схемы и постоянный ток. Активная или индуктивная нагрузка, частота 50—400 *гц*. $P_{у\ ср}=0{,}5$ *вт* Размеры охлаждающей пластины не менее 38×38 *мм*.

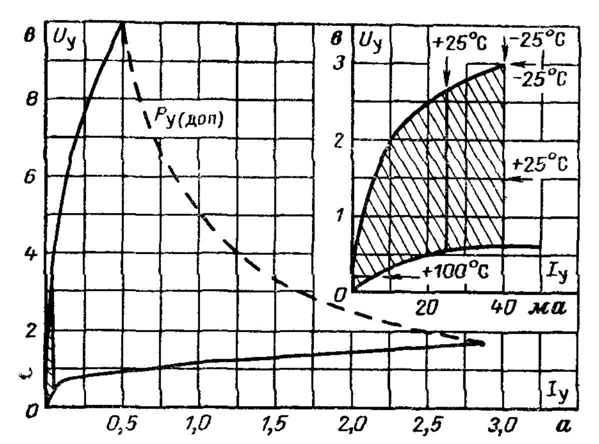
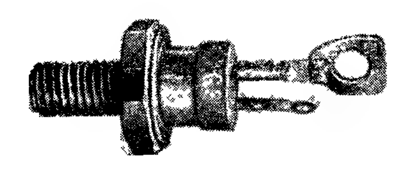


Рис 22-2-10б Характеристики управления при $T_{пер}=-25\div+100°$ С.

Гипербола $P_{у\ доп}$ соответствует предельной мгновенной мощности управления 5,0 *вт* Остальные обозначения — см рис 22 2 1б и 22 2 2б



С36

11. Тиристоры серии С36 на действующее значение тока 16 *а* и напряжение до 500 *в*

Основные особенности достаточно малое время восстановления управляемости; хорошо подходят для применения в силовых переключающих устройствах.

Параметр	C36U	C36F	C36A	C36G	C36B	C36H	C36C	C36D	C36E
Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр\ м}$, *в*	25	50	100	150	200	250	300	400	500
Прямое напряжение отпирания $U_{отп}$ (не менее), *в*	25	50	100	150	200	250	300	400	500
Максимальное обратное неповторяющееся напряжение[1] $U_{обр\ пик}$, *в* (для интервалов <5 *мсек*)	35	75	150	225	300	350	400	500	600
Прямой или обратный ток утечки (типовое значение), *ма*	22 5	19	12,5	6,5	6,0	5,5	5,0	4,0	3,0

[1] Значения $U_{обр\ м}$, $U_{обр\ пик}$ и тока утечки указаны только для нулевого или отрицательного напряжения на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление радиатора, при котором эти значения справедливы, равно 11° С/*вт*

Характеристики и максимально допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . 16 *а*

Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-11а

Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 125 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов $\geqslant$1,5 *мсек* . . . . 40 *а²·сек*

Максимальное обратное напряжение на управляющем электроде . . . . 5 *в*

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . —40÷+100° С

Удерживающий ток (типовое значение при $T_{пер}$=+100° С) . . . . 20 *ма*

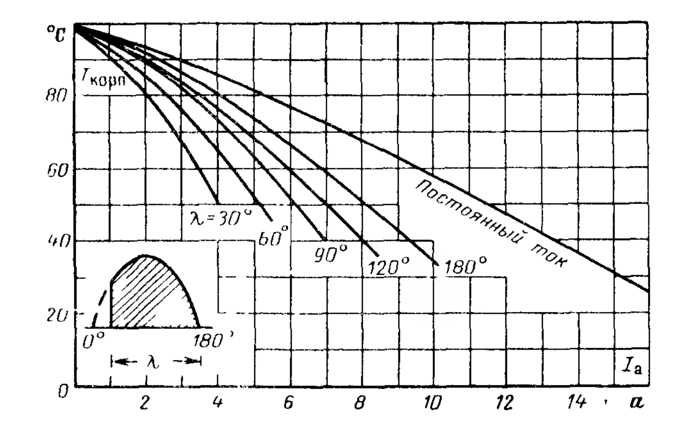


Рис 22-2-11а Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.

Одно-, трех и шестифазные схемы, активная или индуктивная нагрузка, частота 50–400 *гц*, размеры охлаждающей пластины не менее 76×76 *мм*. Тепловое сопротивление корпус — окружающая среда не более 11° С/*вт*.

Время восстановления управляемости (типовое значение при $T_{пер}$=+100° С) . . 15 *мксек*

du/dt . . . . Не оговаривается

di/dt . . . . Не оговаривается

Характеристики управления показаны на рис. 22-2-11б.

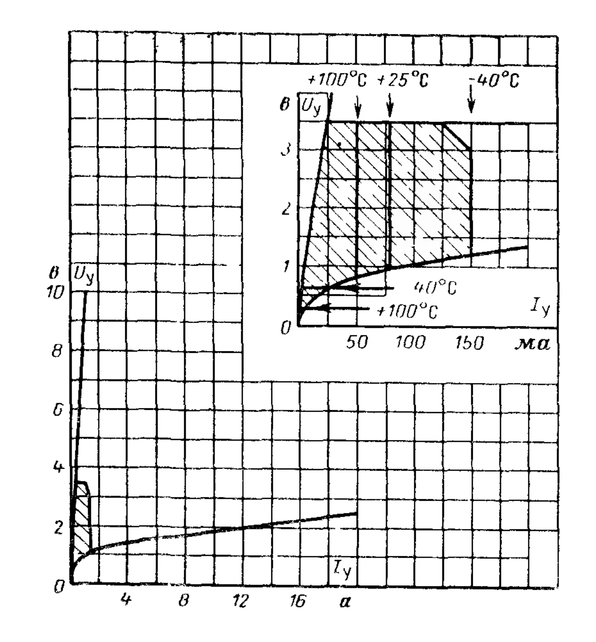
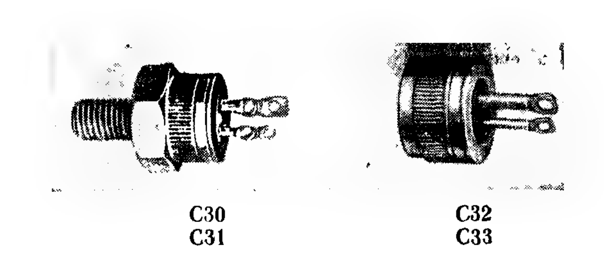


Рис. 22-2-11б. Характеристики управления при $T_{пер}$= =—40÷+100° С.

Горизонтальные линии —40° С и +100° С характеризуют наибольшие напряжения, не приводящие к отпиранию ни одного вентиля при указанных $T_{пер}$ (0,65 *в* и 0,3 *в* соответственно). Остальные обозначения — см. рис. 22-2-1б и 22-2-2б.



12. Тиристоры серий С30, С31, С32 и С33 на действующее значение тока 25 *а* и напряжение до 400 *в*

Основные особенности: низкая стоимость; гибкость в отношении условий монтажа; высокая стойкость к ударным токам; малая мощность, необходимая для управления (см. рис. 22-2-12б — для серий С30 и С32 и рис. 22-2-12в — для серий С31 и С33).

Тип	Максимальное прямое запирающее напряжение[1] $U_{пр.м}$, *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение[1] $U_{обр.пик}$ (при <5 *мсек*), *в*	Прямой и обратный токи утечки при $T_{пер}$ = +160° С, *ма*	
	При $T_{пер}$ = −40 ÷ +100° С			наибольшие значения	тепловые значения
C30U, C31U, C32U, C33U	25	25	35	10	1,0
C30F, C31F, C32F, C33F	50	50	75	10	1,0
C30A, C31A, C32A, C33A	100	100	150	7	1,0
C30B, C31B, C32B, C33B	200	200	300	3,5	1,0
C30C, C31C, C32C, C33C	300	300	400	2,3	1,0
C30D, C31D, C32D, C33D	400	400	500	1,7	1,0

[1] Значения $U_{пр.м}$, $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$ указаны только для нулевого или отрицательного напряжения на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление между корпусом и окружающей средой, при котором справедливо указанное $U_{обр.м}$, равно 18° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока	25 *а*
Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-12 а	
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся)	250 *а*
Защитный параметр I^2t для интервалов ≥1 *мсек*	260 $a^2 \cdot сек$
Максимальное обратное напряжение на управляющем электроде	5 *в*
Рабочая температура $T_{пер}$	−40 ÷ +100° С
Удерживающий ток (при $T_{пер}$ = +250° С):	
типовое значение	10 *ма*
наибольшее значение	50 *ма*
Время восстановления управляемости	Не оговаривается

Характеристики управления для тиристоров серий С30 и С32 показаны на рис. 22-2-12б, для тиристоров серий С31 и С33 — на рис. 22-2-12в.

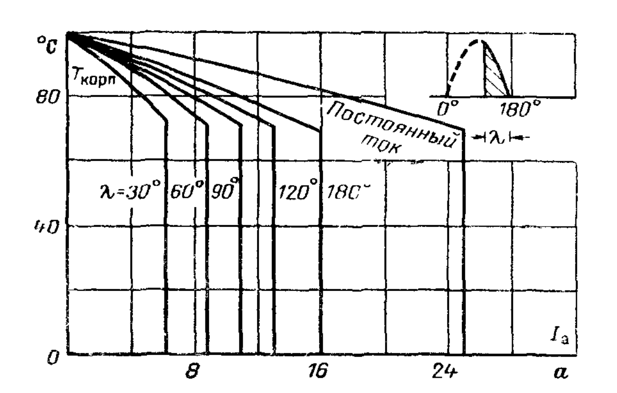


Рис. 22-2-12а Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах отпирания. Одно-, трех- и шестифазные схемы, активная или индуктивная нагрузка, частота 50—400 *гц*, $P_{у\,ср}$ = 0,5 *вт*. Размеры охлаждающей пластины не менее 38×38×1,5 *мм* ($R_{т(корп-окр)} \leq 18°$ С/*вт*).

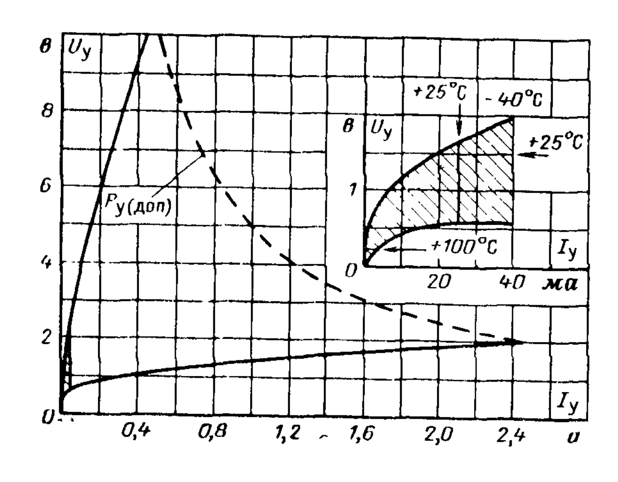


Рис. 22-2-12б Характеристики управления (при $T_{пер} = -40 \div +100°$ С) тиристоров серий С30 и С32.

Гипербола $P_{у.доп}$ — предельная мгновенная мощность импульсов управления 5 *вт*. Остальные обозначения — см. рис. 22-2-1б и 22-2-2б.

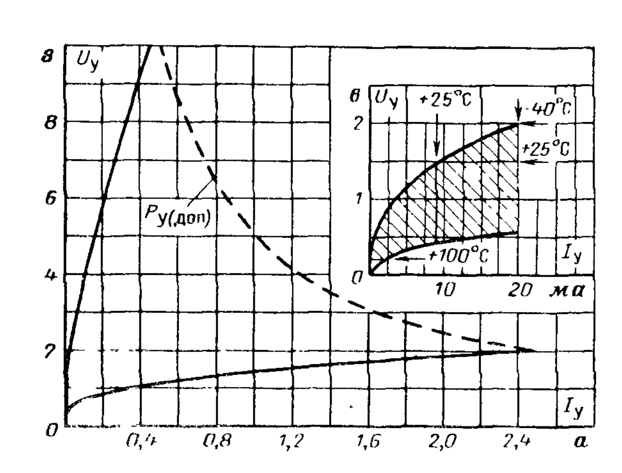
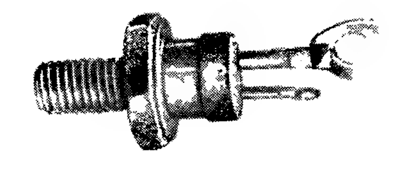


Рис. 22-2-12в. Характеристики управления (при $T_{пер} = -40 \div +100°$ С) тиристоров серий С31 и С33.

Гипербола $P_{у.доп}$ — предельная мощность импульсов управления 5 *вт*. Остальные обозначения — см. рис. 22-2-1б и 22-2-2б.



С37

13. Тиристоры серии С37 на действующее значение тока 25 *а* и напряжение до 800 *в*

Выполнены в стандартном корпусе типа ТО-48.

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение[1] $U_{пр.м}$, *в*	Максимально допустимое прямое напряжение $U_{пр.доп}$, *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение $U_{обр.пик}$ ($t<5$ *мсек*), *в*
	при $T_{корп} = -40 \div +105°$ С			
С37U	25	480	25	40
С37F	50	480	50	75
С37A	100	480	100	150
С37B	200	480	200	300
С37C	300	480	300	400
С37D	400	500	400	500
С37E	500	600	500	600
С37M	600	720	600	720
С37S	700	840	700	840
С37N	800	960	800	960

[1] Значения $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$ указаны только для нулевого или отрицательного напряжений на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление между корпусом и окружающем средой, для которого справедливы указанные значения $U_{пр.м}$, $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$, равно 11° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока 25 *а*

Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-13 а и 22-2-13 б

Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 125 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов $\geq 1,5$ *мсек* . . . . 40 $а^2 \cdot сек$

Рабочая температура . . . . $-40 \div +105°$ С

Время восстановления управляемости и значения du/dt и di/dt . . . . . Не оговариваются

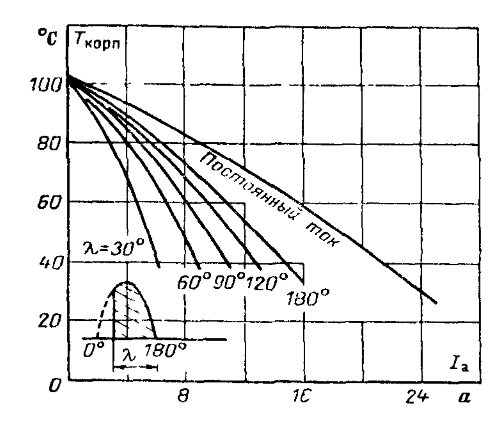


Рис. 22-2-13а Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.

Активная или индуктивная нагрузка, частота 50—400 *гц*, $P_{у\,ср}$=0,5 *в*. Размеры охлаждающей пластины не менее 78×76 *мм* ($R_{т(корп-окр)} \leq 11°$ С/*вт*).

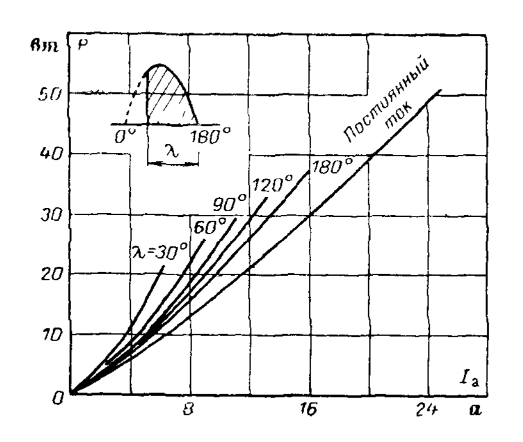
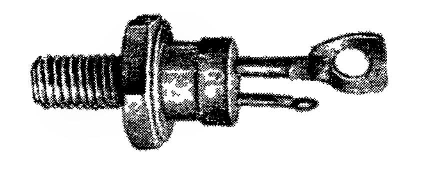


Рис. 22-2-13б. Зависимость рассеиваемой мощности от **среднего значения** прямого тока ($T_{пер}$=+105° С).



2N681—2N692

14. Тиристоры серии 2N681—2N692 на действующее значение тока 25 *а* и напряжение до 800 *в*

Выпускаются с 1958 г, снабжены стандартным корпусом типа ТО-48

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение $U_{пр.м}$, *в*	Максимальное допустимое прямое напряжение $U_{пр.доп}$, *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение[1] $U_{обр\,п\,к}$ ($t<5$ *мсек*), *в*
	при $T_{корп}$= −65÷+125° С			
2N681	25	35	25	35
2N682	50	75	50	75
2N683	100	150	100	150
2N684	150	225	150	225
2N685	200	300	200	300
2N686	250	350	250	350
2N687	300	400	300	400
2N688	400	500	400	500
2N689	500	600	500	720
2N690	600	720	600	720
2N691	700	840	700	840
2N692	800	960	800	960

[1] Условия испытаний такие же, как для тиристоров серии С37 (см. примечание к табл. на стр. 499).

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . . 25 *а*

Среднее значение прямого тока (зависит от угла проводимости) см. рис. 22-2-14а и 22-2-14б

Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 150 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов 1,5 *мсек* . . . . 75 $а^2 \cdot сек$

Рабочая температура . . . . −65÷+125° С

Время восстановления управляемости и значения *du/dt* и *di/dt* . . . . . Не оговариваются

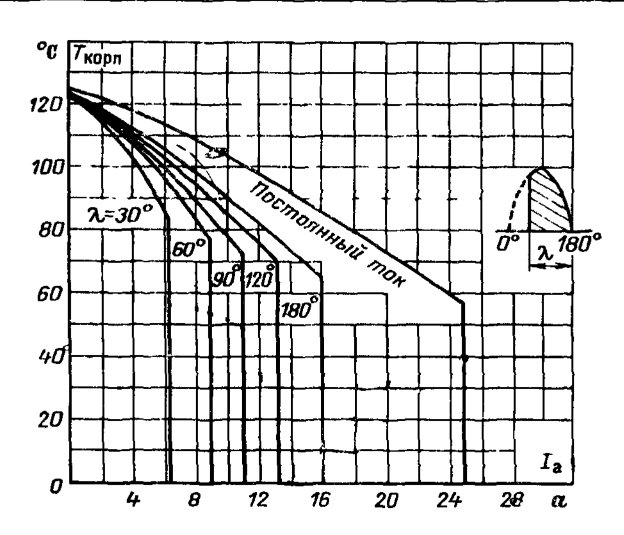


Рис. 22-2-14а Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости ($R_{т(корп-окр)} \leqslant 11°$ С/*вт*).
Скорость нарастания анодного тока не более 10 *а/мксек*

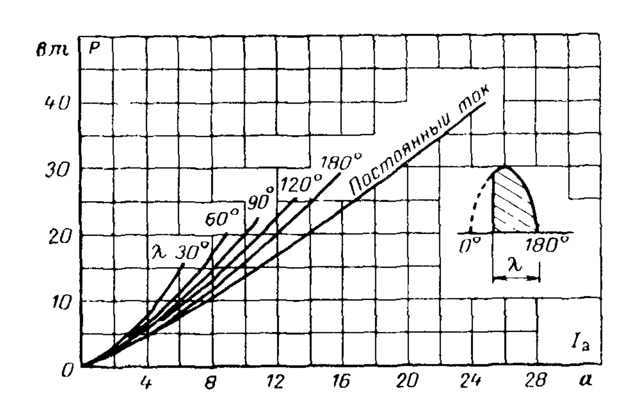
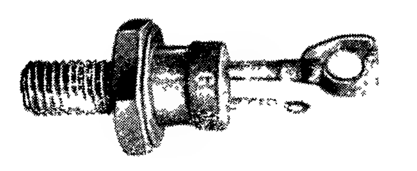


Рис. 22-2-14б Зависимость рассеиваемой мощности от среднего значения прямого тока Частота 50—400 *гц*. $T_{пер} = +125°$ С
Скорость нарастания анодного тока не более 10 *а/мксек*



C140(2N3649—2N3653)
C141(2N3654—2N3658)

15. Тиристоры серий C140(2N3649—2N3653) и C141(2N3654—2N3658) на действующее значение тока 35 *а* и напряжение до 400 *в*

Предназначены для применения в силовых переключающих устройствах на повышенных и высоких частотах до 25 *кгц*, имеют гарантированные значения *du/dt* и *di/dt* и малое время восстановления управляемости, выполнены в стандартном корпусе типа ТО-48.

Тип	Прямое запираемое напряжение (на постоянном токе) $U_{пр}$ и максимальное прямое допустимое напряжение $U_{пр.доп}$, *в**	Наибольшее обратное напряжение (на постоянном токе) $U_{обр}$, *в**	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение (полусинусоидальной формы) $U_{обр.пик}$, *в**
	при $T_{корп} = -65 \div +120°$ С*		
C140F (2N3649), C141F (2N3654)	50	50	75
C140A (2N3650), C141A (2N3655)	100	100	150
C140B (2N3651), C141B (2N3656)	200	200	300
C140C (2N3652), C141C (2N3657)	300	300	400
C140D (2N3653), C141D (2N3658)	400	400	500

* Наибольшее значение теплового сопротивления между корпусом и окружающей средой, для которого справедливы указанные предельные значения напряжения, равно 5° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . .	35 *а*
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся)	180 *а*
Защитный параметр I^2t для интервалов $\geqslant 1,0$ *мсек*	165 $a^2 \cdot сек$
Рабочая температура $T_{корп}$	$-65 \div +120°$ С

Время восстановления управляемости (наибольшее значение при $T_{корп} = +120°$ С):
- для серии С140 . . . . 15 *мксек*
- для серии С141 . . . . 10 *мксек*
- du/dt (при $T_{корп} = +120°$ С) . . . 200 *в/мксек*

Зависимости допустимого прямого тока прямоугольной формы от температуры корпуса и допустимого прямого тока от времени на интервале отпирания показаны на рис. 22-2-15а и 22-2-15б соответственно.

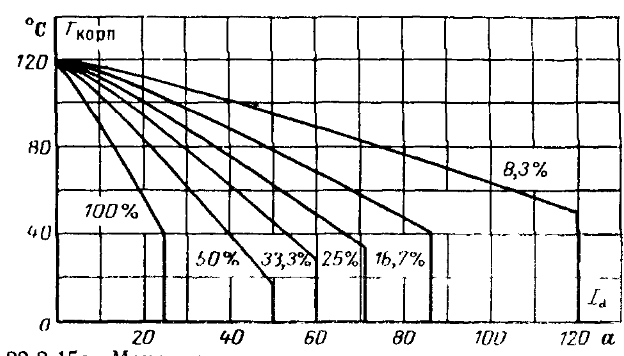


Рис. 22-2-15а Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения тока прямоугольной формы при различной длительности интервала проводимости (в процентах от полного периода). Частота 50—400 *гц*.
Скорость нарастания тока не более 10 *а/мксек*. Мощность управления и мощность потерь в запертом состоянии приняты наибольшими возможными $R_{т(корп-окр)} \leq 5{,}0°$ С/*вт*, $du/dt = 200$ *в/мксек*.

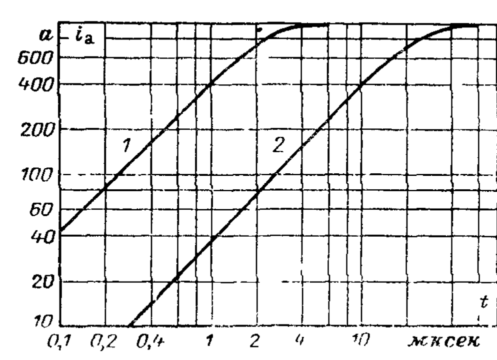
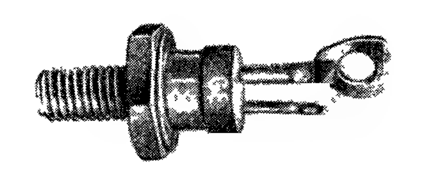


Рис. 22-2-15б Предельный анодный ток на интервале отпирания.
Кривая *1* для $E_у = 20$ *в*, кривая *2* — для $E_у = 11$ *в*, $T_{корп} = +25°$ С или $E_у = 5$ *в*, $T_{корп} = +120°$ С ($E_у$ — э. д. с. источника управляющих импульсов). Внутреннее сопротивление источника управляющих импульсов 20 *ом*. Частота 60 *гц*. Отпирание происходит при начальном анодном напряжении, равном $U_{пр.м}$. Длительность и время нарастания управляющего импульса 20 *мксек* и 0,1 *мксек*.



С35

16. Тиристоры серии С35 на действующее значение тока 35 *а* и напряжение до 800 *в*

Многие параметры тиристоров этой серии идентичны параметрам серии 2N681—2N692. Эти тиристоры также выпускаются с 1958 г. и имеют корпус типа ТО-48. Имеют высокую термоциклостойкость; не имеют ограничений по $U_{пр\ доп}$; удовлетворяют спецификации Mil-S-19500/108B.

В серию С35 входят тиристоры типов С35U, С35F, С35A, С35G, С35B, С35H, С35C, С35D, С35E, С35M, С35S и С35N, у которых значения $U_{пр\ м}$, $U_{обр\ м}$ и $U_{обр\ пик}$ при $T_{корп} = -65 \div +125°$ С равны соответствующим значениям тиристоров серии 2N681—2N692 (см. табл. на стр. 501); условия измерения такие же.

Характеристики и предельно допустимые параметры

- Действующее значение прямого тока . . 35 *а*
- Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-16а
- Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 150 *а*
- Защитный параметр I^2t для интервалов $\geq 1{,}5$ *мсек* . . . . 75 $а^2 \cdot сек$
- Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . $-65 \div +125°$ С
- Время восстановления управляемости (наибольшее значение при $T_{пер} = +125°$ С, $R_{у\ к} = 100$ *ом*) . . . . . 75 *мксек*
- du/dt (при $T_{пер} = +125°$ С):
  - для типов U, F, M, S, N . . . . . 10 *в/мксек*
  - для типов G, B, H . . . . 20 *в/мксек*
  - для типов C, D, E . . . . 25 *в/мксек*

Зависимости прямого тока от времени на интервале отпирания приведены на рис. 22-2-16б.

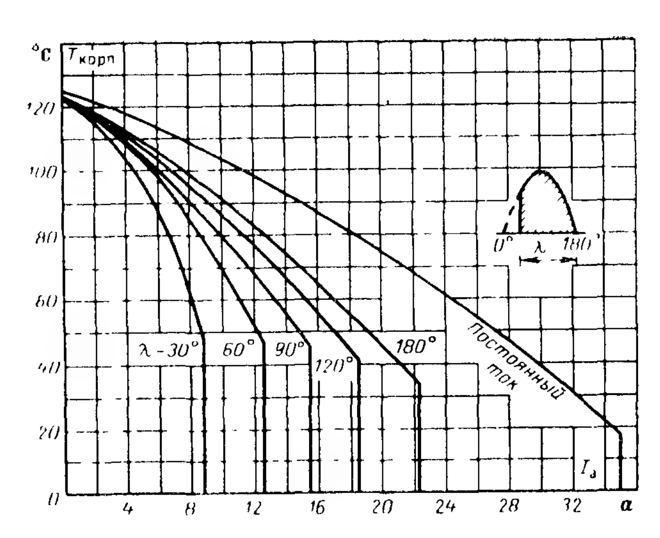


Рис. 22-2-16а. Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости. Одно-, трех- и шестифазные схемы, активная или индуктивная нагрузка, частота 50—400 *гц*, $R_{т(корп-окр)} \leqslant 11°\ C/вт$, $P_{у\ ср} = 0{,}5$ *вт*.

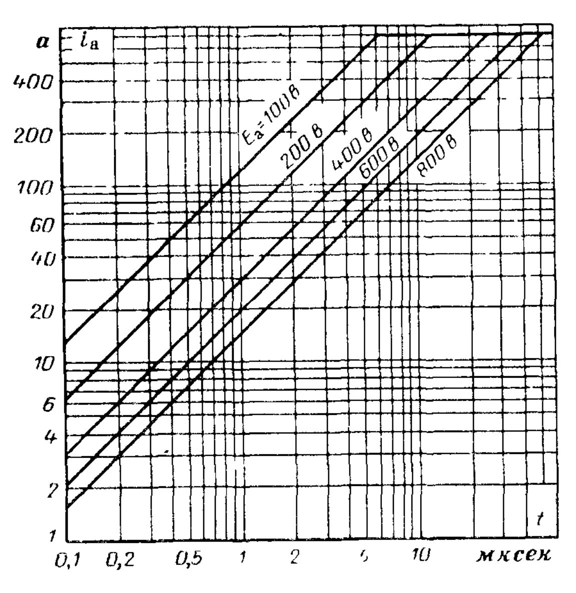
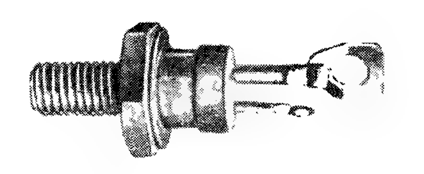


Рис. 22-2-16б. Предельный анодный ток на интервале отпирания.

E_a — анодное напряжение до отпирания, частота 0—400 *гц*. $T_{корп} = -65 \div +125°$ С. Источник управляющих импульсов: э. д. с. 7 *в*, сопротивление 80 *ом*. Скорость нарастания импульсов от 10 до 90% 4 0 *мксек*.



C38

17. Тиристоры серии С38 на действующее значение тока 35 *а* и напряжение до 500 *в*

Имеют высокие допустимую температуру перехода и термоциклостойкость, малое тепловое сопротивление; снабжены стандартным корпусом типа ТО-48.

Тип	Прямое напряжение отпирания[1] $U_{отп}$ (не менее), *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение[1] $U_{обр.пик}$ (t<5 *мсек*), *в*
	при $T_{корп} = -65 \div +150°$ С		
C38U	25	25	35
C38F	50	50	75
C38A	100	100	150
C38G	150	150	225
C38B	200	200	300
C38H	250	250	350
C38C	300	300	400
C38D	400	400	500
C38E	500	500	600

[1] Указанные значения $U_{отп}$, $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$ справедливы только для нулевого или отрицательного напряжения на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление между корпусом и окружающей средой при этом должно быть равно 11° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока 35 *а*

Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-17а и 22-2-17б

Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 150 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов > 1,5 *мсек* . . . . $75 a^2 \cdot сек$

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . . . $-65 \div +150°$ С

Время восстановления управляемости (типовое значение при $T_{пер} = +150°$ С) . . . . 24 *мксек*

du/dt (при $T_{пер} = +150°$ С) не менее 20 *в/мксек*

di/dt . . . . Не оговаривается

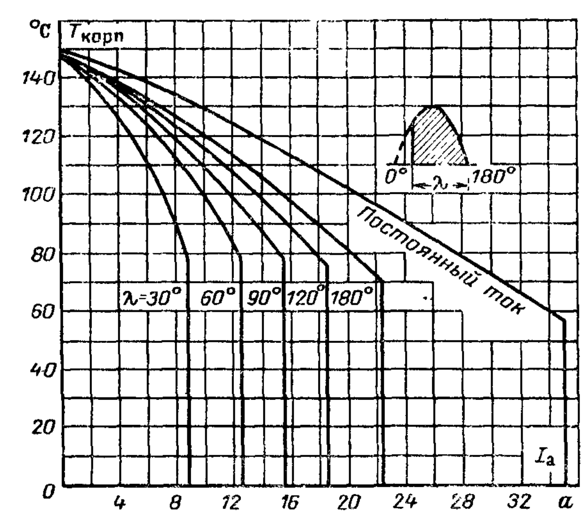


Рис. 22-2-17а. Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.

Пояснения — см. рис. 22-2-16а

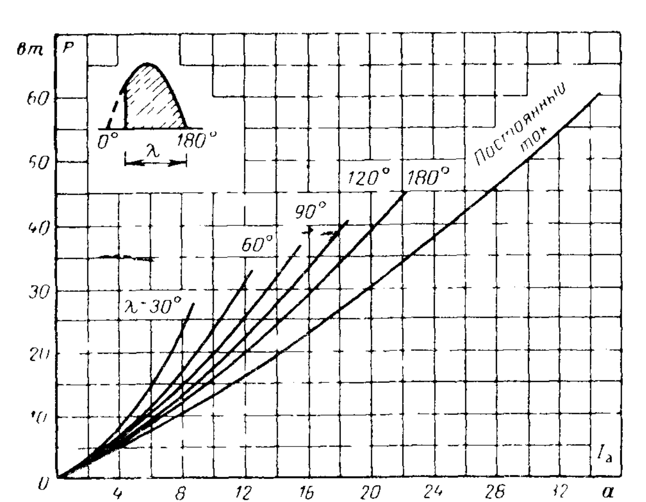
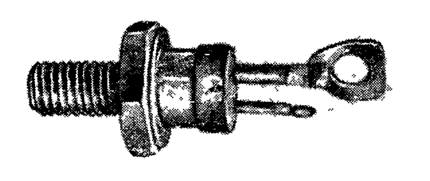


Рис. 22-2-17б. Среднее значение потерь мощности P в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости. $T_{пер} = +150°$ C.



C40

18. Тиристоры серии С40 на действующее значение тока 35 *а* и напряжение до 400 *в*

Имеют гарантированное время восстановления управляемости 12 *мксек* и специально предназначены для применения в инверторах и импульсных регуляторах постоянного тока. Снабжены корпусом типа ТО-48.

В серию С40 входят тиристоры типов C40U, C40F, C40A, C40G, C40B, C40H, C40C, C40D, у которых значения $U_{отп}$, $U_{обр\ м}$ и $U_{обр\ пик}$ совпадают с соответствующими значениями тиристоров C38U—C38D (см. табл. на стр. 507), но измеряются при $T_{корп} = -65 \div +125°$ C; остальные условия измерений сохраняются.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-18а

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . —65 ÷ +125° C

Время восстановления управляемости (наибольшее значение при $T_{пер}$ = = +125° C см. рис. 22-18б) . . . . . 12 *мксек*

du/dt (при $T_{пер} = +125°$ C):

для типов U, F, M, S, N . . . . . . 10 *в/мксек*

для типов A, G, B, H . . . . 20 *в/мксек*

для типов C, D . . . . 25 *в/мксек*

Остальные параметры, включая di/dt, такие же, как у тиристоров серии С35.

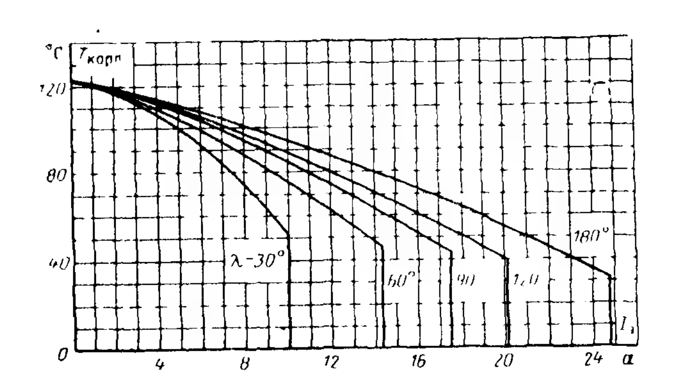


Рис 22-2-18а. Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.

Потери на интервале отпирания не учтены ($di/dt \leq 5$ *а/мксек*) Остальные пояснения — см рис. 22-2-16а.

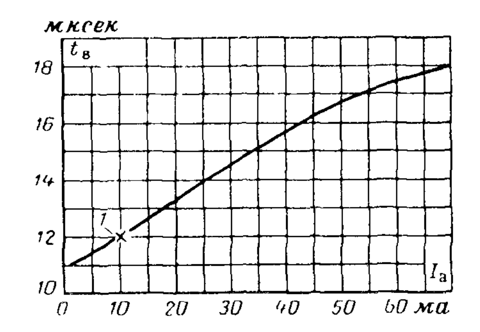
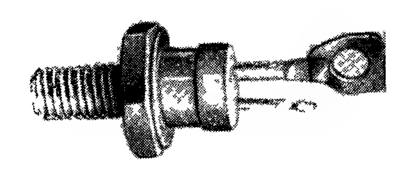


Рис. 22-2-18б. Зависимость наибольшего возможного времени восстановления управляемости от величины прямого тока. $T_{пер} = +125°$ С.

1 — испытательный режим.



C135(2N3753—2N3761)

19. Тиристоры серии C135(2N3753—2N3761) на действующее значение тока 35 *а* и напряжение до 800 *в*

Имеют высокие гарантированные значения *du/dt* (200 *в/мксек*) и *di/dt* (200 *а/мксек*); снабжены стандартным корпусом типа ТО-48.

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение[1] $U_{пр.м}$, *в*	Максимальное допустимое прямое напряжение[1] $U_{пр.доп}$, *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение[1] $U_{обр.пик}$ ($t<5$ *мсек*), *в*
C135F (2N3753)	50	75	50	75
C135A (2N3754)	100	150	100	150
C135B (2N3755)	200	300	200	300
C135C (2N3756)	300	400	300	400
C135D (2N3757)	400	500	400	500
C135E (2N3758)	500	600	500	600
C135M (2N3759)	600	720	600	720
C135S (2N3760)	700	840	700	840
C135N (2N3761)	800	960	800	960

[1] Значения $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$ справедливы только при нулевом и отрицательном напряжении на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление, при котором указанные значения $U_{пр.м}$, $U_{пр.доп}$, $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$ справедливы, равно 5° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . 35 *а*
Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-19а
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 250 *а*
Защитный параметр I^2t (для интервалов $\geq 1,0$ *мсек*) . . . . 100 $а^2 \cdot сек$
Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . —40 ÷ +125° С
Время восстановления управляемости (наибольшее значение при $T_{пер} = +120°$ С) . . . . 75 *мксек*
du/dt (при $T_{пер} = 120°$ С) . . . . 200 *в/мксек*
di/dt см. рис. 22-2-19б

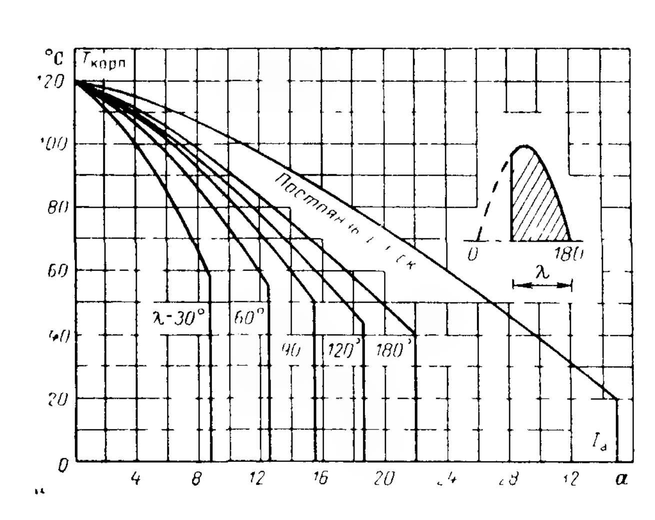


Рис. 22-2-19а. Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.

Активная или индуктивная нагрузка, частота 50—400 *гц* $P_{у\,ср}$ = 1 *вт*, $R_{т(корп-окр)} \leqslant 5°$ С/*вт*.

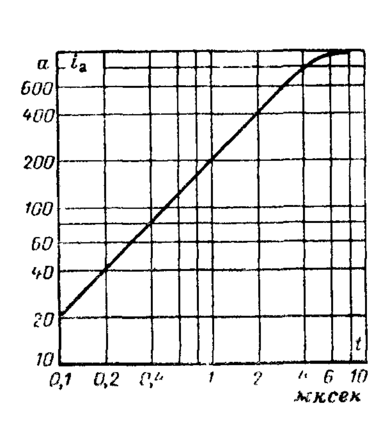
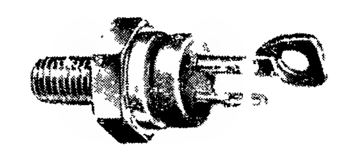


Рис. 22-2-19б. Предельный анодный ток на интервале отпирания.

Начальное анодное напряжение равно $U_{пр\,м}$. Частота 0—400 *гц*. $T_{пер}$ непосредственно перед отпиранием —40—+120° С. Источник управляющих импульсов: э. д. с. 20 *в*, сопротивление 20 *ом*. Длительность и скорость нарастания импульсов 1,5 и 0,1 *мксек*



С137

20. Тиристоры серии С137 на действующее значение тока 35 *а* и напряжение до 1 200 *в*

Имеют высокие гарантированные значения *du/dt* и *di/dt*; не имеют ограничений по $U_{пр\,доп}$

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение[1] $U_{пр.м}$, *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение[1] $U_{обр.пик}$, *в*
	при $T_{корп} = -40 \div +120°$ С		
С137Е	500	500	600
С137М	600	600	720
С137N	800	800	960
С137Р	1 000	1 000	1 200
С137РВ	1 200	1 200	1 440

Условия измерений $U_{пр.м}$, $U_{обр.м}$ и $U_{обр\,пик}$ такие же, как для тиристоров серии С135.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . .	35 *а*
Среднее значение прямого тока см. рис.	22-2-20а
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся)	360 *а*
Защитный параметр I^2t (для интервалов >1,0 *мсек*)	300 $a^2 \cdot сек$
Рабочая температура $T_{пер}$	$-40 \div +120°$ С
Время восстановления управляемости (наибольшее значение при $T_{пер}$ = = +120° С)	75 *мксек*
du/dt (при $T_{пер}$ = +120° С) не менее . .	100 *в/мксек*
di/dt см. рис. 22-2-20б	

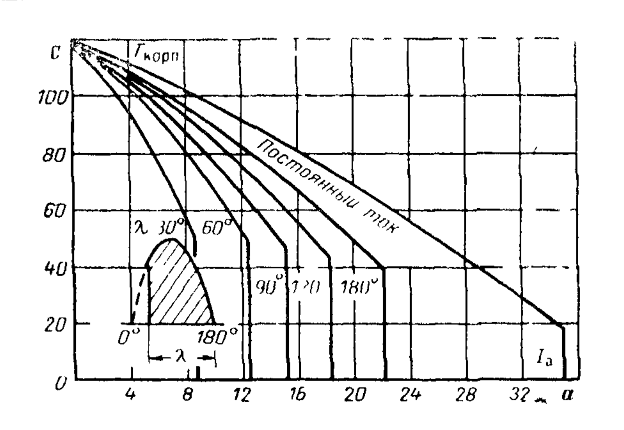


Рис 22 2 20а Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости

Активная или индуктивная нагрузка частота 50—400 *гц* $P_{у\,ср} = 1$ *вт*, $R_{т(корп-окр)} \leq 5°$ С/*вт*.

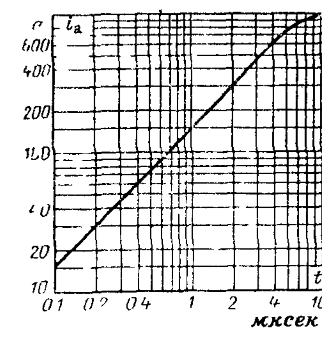
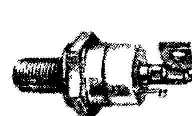


Рис 22 2-20б Предельный анодный ток на интервале отпирания

Начальное анодное напряжение равно $U_{пр\,м}$ Частота 0—400 *гц* $T_{пер}$ непосредственно перед отпиранием —40—+120° С Источник управляющих импульсов э д с 20 *в* сопротивление 20 *ом* длительность и скорость нарастания импульсов 1 5 и 0 1 *мксек*



С45



С46

21 Тиристоры серий С45 и С46 на действующее значение тока 55 *а* и напряжение до 900 *в*

Имеют высокую термоциклостойкость, выпускаются с гибкими выводами катода и управляющего электрода (серия С45), либо эти выводы выполнены в виде жестких флажков (серия С46)

Тип	Прямое напряжение отпирания $U_{отп}$ (не менее) *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение $U_{обр\,м}$ *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение $U_{обр\,пик}$, *в*	Максимальное допустимое прямое напряжение $U_{пр\,доп}$, *в*
	при $T_{пер}$ = −40 — +125°С			
С45U, С46U	25	25	35	500
С45F, С46F	50	50	75	500
С45А, С46А	100	100	150	500
С45G, С46G	150	150	225	500
С45В, С46В	200	200	300	500
С45Н, С46Н	250	250	350	500
С45С, С46С	300	300	400	500
С45D, С46D	400	400	500	500
С45L С46Е	500	500	650	Не лимитируется
С45М, С46М	600	600	720	
С45S, С46S	700	700	840	
С45N С46N	800	800	960	
С45Т, С46Т	900	900	1 040	

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . 55 *а*

Среднее значение прямого тока см рис 22-2-21а

Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 700 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов >1 5 *мсек* . . . . 2 000 $а^2 \cdot сек$

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . −40 ÷ +125° С

Время восстановления управляемости (типовое значение при $T_{пер}$ = = +125° С) . . . . 30 *мксек*

du/dt (типовое значение при $T_{пер}$ = = +120° С)

для типов U, F, A, G, B H . . . . 30 *в/мксек*

для типов C D E M . . . . 20 *в/мксек*

для типов S, N, T . . . . 15 *в/мксек*

Допустимая величина тока на интервале отпирания см рис 22-2-21б

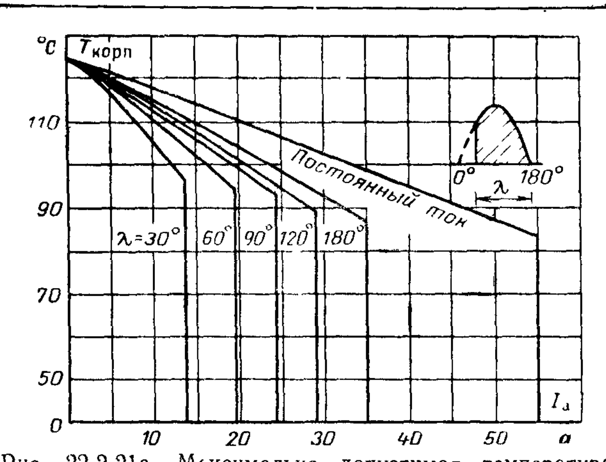


Рис 22-2-21а Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.

Одно , трех и шестифазные схемы, активная или индуктивная нагрузка

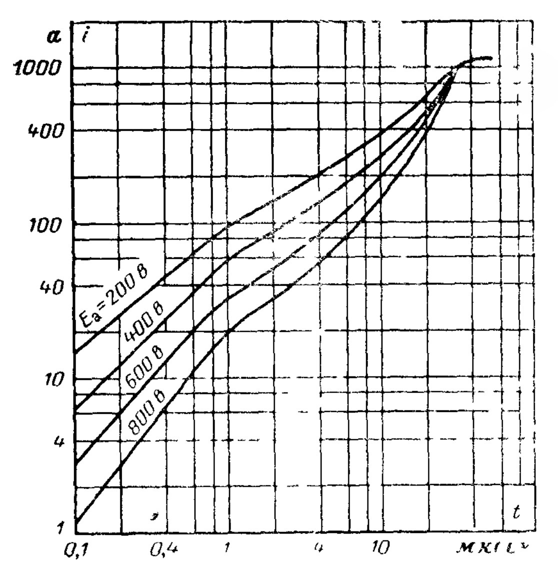


Рис 22-2 21б Предельный анодный ток на интервале отпирания

Частота 0—400 *гц*, $T_{пер}=+125°$ C $E_а$ — анодное напряжение до отпирания



С145

22. Тиристоры серии С145 на действующее значение тока 55 *а* и напряжение до 1 200 *в*

Выполнены в корпусе уменьшенного размера с резьбой 5/16 дюйма, имеют высокие гарантированные значения $di/dt=50$ *а/мксек* и $du/dt=200$ *в/мксек*

Тип	Максимальное запираемое напряжение[1] $U_{пр.м}$, *в*	Максимальное допустимое прямое напряжение[1] $U_{пр.доп}$, *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение[1] $U_{обр.пик}$ (при $t<5$ *мсек*)
	при $T_{корп}=-40 \div +120°$ C			
С145F	50	75	50	75
С145A	100	150	100	150
С145B	200	300	200	300
С145C	300	400	300	400
С145D	400	500	400	500
С145E	500	600	500	600
С145M	600	720	600	720
С145S	700	840	700	840
С145N	800	960	800	960
С145T	900	1 080	900	1 080
С145P	1 000	1 200	1 000	1 200
С145PA	1 100	1 320	1 100	1 320
С145PB	1 200	1 440	1 200	1 440

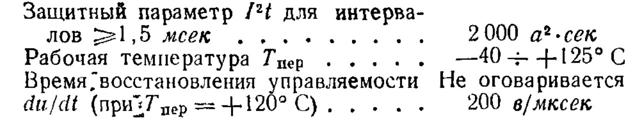
[1] Значения $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$ указаны только для нулевого и отрицательного напряжения на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление от корпуса до окружающей среды, при котором справедливы указанные значения $U_{пр.м}$, $U_{пр.доп}$ и $U_{обр.пик}$, равно 1,3° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока 55 *а*

Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-22а и 22-2-22б

Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 700 *а*



Защитный параметр I^2t для интервалов $\geqslant$1,5 *мсек*	2 000 $a^2 \cdot сек$
Рабочая температура $T_{пер}$	—40 ÷ +125° С
Время восстановления управляемости	Не оговаривается
du/dt (при $T_{пер}$ = +120° С)	200 *в/мксек*

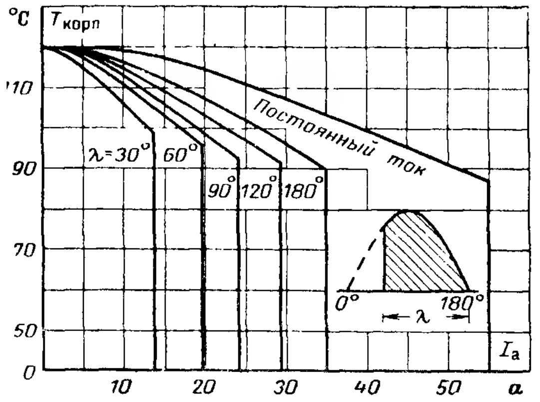


Рис. 22-2-22а. Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.

Активная или индуктивная нагрузка, частота 50—400 *гц*. $P_{у.ср}$=1 *вт*, $R_{т(корп-окр)} \leqslant$ 1,3°С/*вт*.

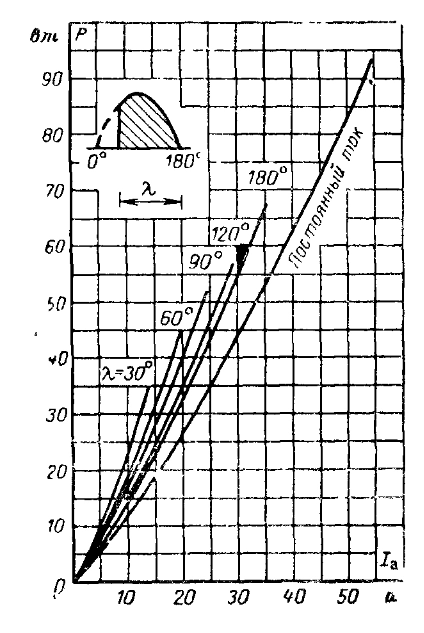
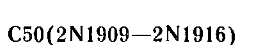


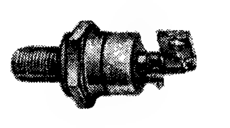
Рис. 22-2-22б. Среднее значение потерь мощности в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.

Частота 50—400 *гц*. $T_{пер}$=+125° С.





C50(2N1909—2N1916)



C52(2N1792—2N1798)

23. Тиристоры серий C50(2N1909—2N1916) и C52(2N1792—2N1798) на действующее значение тока 110 *а* и напряжение до 900 *в*

Выпускаются с 1961 г; имеют корпус с гибкими выводами катода и управляющего электрода (серия C50), или эти выводы выполнены в виде флажков (серия C52); имеют высокую термоциклоустойчивость; удовлетворяют требованиям спецификации Mil-S-19500/204A.

Тип[1]	Прямое напряжение отпирания $U_{отп}$ (не менее), *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение $U_{обр.пик}$ (при t<5 *мсек*), *в*
	при $T_{пер}$ = —40 ÷ +125° С		
C50U (2N1909), C52U	25	25	35
C50F (2N1910), C52F	50	50	75
C50A (2N1911), C52A	100	100	150
C50G (2N1912), C52G (2N1794)	150	150	225
C50B (2N1913), C52B (2N1795)	200	200	300
C50H (2N1914), C52H (2N1796)	250	250	350
C50C (2N1915), C52C (2N1797)	300	300	400
C50D (2N1916), C52D (2N1798)	400	400	500
C50E, C52E	500	500	650
C50M, C52M	600	600	720
C50S, C52S	700	700	840
C50N, C52N	800	800	960
C50T, C52T	900	900	1 040

[1] Максимальное допустимое прямое напряжение $U_{пр.доп}$ для тиристоров C50U—C50D и C52U—C52D равно 500 *в*, для остальных оно не лимитируется, так что все тиристоры этой серии могут переключаться в проводящее состояние прямым анодным напряжением.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . 110 *а*

Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-23

Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 1 000 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов $\geqslant 1,5$ *мсек* . . . . 4000 $a^2 \cdot сек$

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . —40 ÷ +125° С

Время восстановления управляемости (типовое значение при $T_{корп} = +120°$ С) . . . . 30 *мксек*

du/dt (типовое значение при $T_{корп} = +120°$ С):

- для типов U, F, A, G, B, H . . . 30 *в/мксек*
- для типов C, D, E, M . . . . . . 20 *в/мксек*
- для типов S, N, T . . . . 15 *в/мксек*

Зависимость допустимого прямого тока от времени на интервале отпирания см. рис. 22-2-21б.

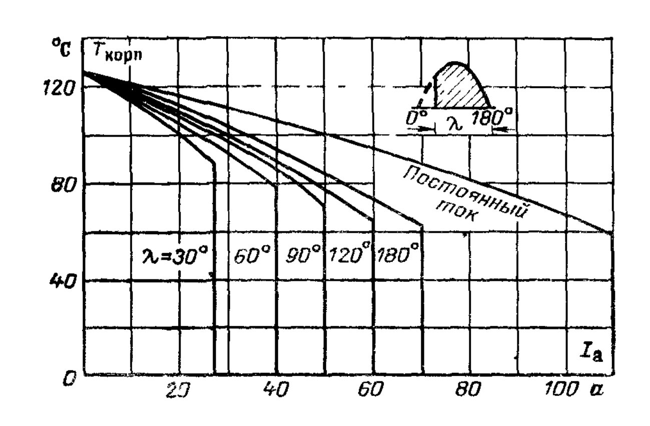
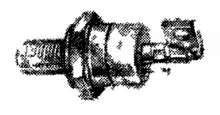


Рис. 22-2-23. Предельно допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.

Одно, трех- и шестифазные схемы, активная или индуктивная нагрузка, $T_{пер} = +125°$ С.





С55 С56

24. Тиристоры серий С55 и С56 на действующее значение тока 110 *а* и напряжение до 600 *в*

Выпускаются в корпусах с гибкими выводами катода и управляющего электрода (серия С55) или с выводами в виде флажков (серия С56); имеют высокую термоциклоустойчивость, гарантированное малое время восстановления управляемости и предназначены специально для применения в инверторах и импульсных регуляторах постоянного тока.

В серию С55 и С56 входят тиристоры типов С55(56)U, С55(56)F, С55(56)A, С55(56)G, С55(56)B, С55(56)H, С55(56)C, С55(56)D, С55(56)E, С55(56)M Для них $U_{обр\,м}$ и $U_{обр\,пик}$ равны этим же параметрам для тиристоров типов С50U — С50M (или С52U — С52M) соответственно, а максимальное прямое запираемое напряжение $U_{пр\,м}$ равно $U_{отп}$ для типов С50U — С50M соответственно (см табл на стр. 519) Тиристоры типов С55(56)E и С55(56)M не имеют ограничения по $U_{пр\,доп}$ Эти значения $U_{пр\,м}$, $U_{обр\,м}$ и $U_{обр\,пик}$ указачы при $T_{корп}$=—40 ÷ +120° С только для нулевого или отрицательного напряжений на управляющем электроде. При этом наибольшее тепловое сопротивление между корпусом и окружающей средой равно 3,5° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Время восстановления управляемости (при $T_{пер} = +120°$ С):

- типовое значение . . . . 15 *мксек*
- наибольшее значение . . . . 20 *мксек*

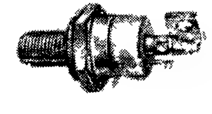
du/dt (типовое значение при $T_{корп} = +120°$ С):

- для типов U, F, G, B, H . . . . . . 30 *в/мксек*
- для типов C, D, E, M . . . . 15 *в/мксек*

Остальные параметры соответствуют сериям С50 и С52

Значения допустимого среднего прямого тока — см. рис. 22-2-23, прямого тока на интервале отпирания — рис. 22-2-21б.





С150, С151 **С152, С153**

25 Тиристоры серий С150, С151, С152 и С153 на действующее значение тока 110 *а* и напряжение 500—1 300 *в*

Имеют высокие гарантированные значения *du/dt* и *di/dt*, не имеют ограничений по $U_{пр\ доп}$ Конструктивное исполнение корпуса и выводов для серий С150 и С151 подобно исполнению серии С50, для серий С152 и С153 — подобно исполнению серии С52 Тиристоры серий С151 и С153, кроме того характеризуются уменьшенными гарантированными значениями времени восстановления управляемости

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение[1] $U_{пр\ м}$, *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение $U_{обр\ м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение (при $t<5$ *мсек*) $U_{обр\ пик}$ *в*
	при $T_{корп}$=—40—+120° С		
С150, 151, 152, 153 E	500	500	600
С150, 151, 152, 153 M	600	600	720
С150, 151, 152, 153 S	700	700	850
С150, 151, 152, 153 N	800	800	950
С150, 151, 152, 153 T	900	900	1 075
С150, 151, 152, 153 M	1 000	1 000	1 200
С150, 151, 152, 153 PA	1 100	1 100	1 325
С150, 151 PB	1 200	1 200	1 450
С150, 151 PC	1 300	1 300	1 550

[1] Указанные значения $U_{пр\ м}$ и $U_{обр\ м}$ справедливы только при нулевом или отрицательном напряжении на управляющем электроде Наибольшее тепловое сопротивление радиатора, при котором эти значения справедливы, равно 1,1° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . . 110 *а*

Среднее значение прямого тока см рис. 22-2-25а и рис. 22-2-25б (для серий С150 и С152) и рис. 22-2-25в и 22-2-25г (для серий С151 и С153)

Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся)

для серий С150 и С152 . . . . 1 500 *а*

для серий С151 и С153 . . . . 1 000 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов >1,5 *мсек*

для серий С150 и С152 . . . . 7 000 $a^2 \cdot сек$

для серий С151 и С153 . . . . 4 000 $a^2 \cdot сек$

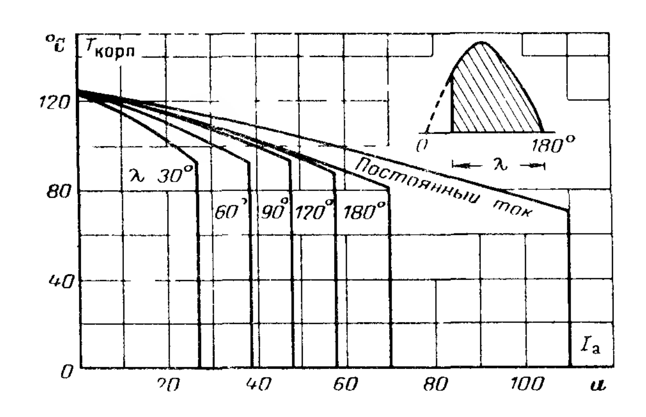


Рис 22 2 25а Среднее значение потерь мощности в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости для тиристоров С150 и С152

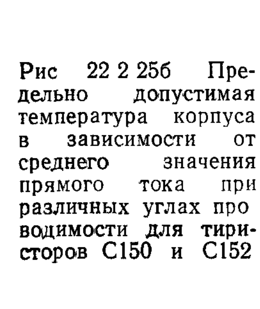
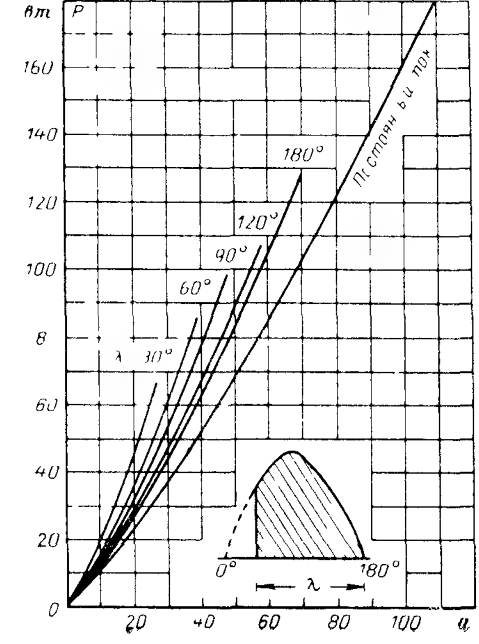


Рис 22 2 25б Предельно допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости для тиристоров С150 и С152



Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . —40÷+125° С

Время восстановления управляемости (при $T_{пер}$=+120° С):

для серий С150 и 152 типовое значение 100 *мксек*

для серий С151 и 152 типовое значение 30 *мксек*

наибольшее значение 50 *мксек*

di/dt при отпирании с напряжения 1 000 *в* или менее . . . . 75 *а/мксек*

di/dt при отпирании с напряжения 1 000—1 300 *в* . . . . 50 *а/мксек*

du/dt (при $T_{пер}$=+120° С) . . . . 200 *в/мксек*

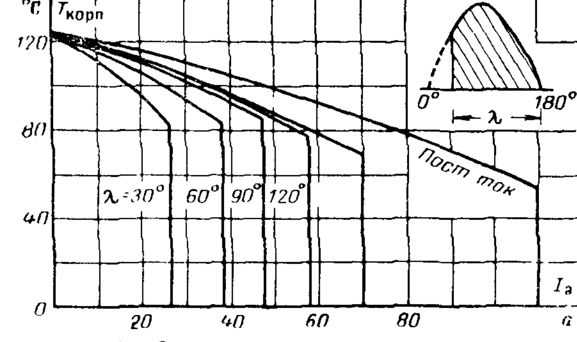


Рис. 22-2-25в. Среднее значение потерь мощности в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости для тиристоров С151 и С153.

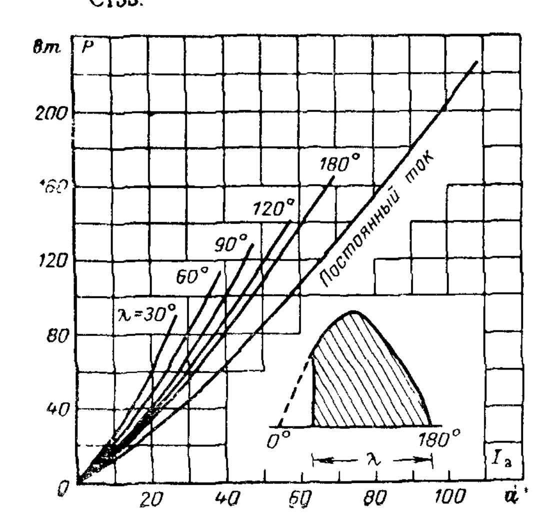
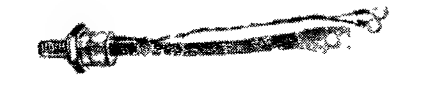
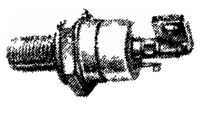


Рис. 22-2-25г. Предельно допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости для тиристоров С151 и С153.





С154
С155

С156
С157

26. Тиристоры серий С154, С155, С156 и С157 на действующее значение тока 110 *а* и напряжение до 500 *в*

Имеют малое гарантированное время восстановления управляемости и высокие гарантированные значения du/dt и di/dt; не имеют ограничений по $U_{пр\ доп}$ Выпускаются в корпусах с гибкими выводами катода и управляющего электрода (серии С154 и С155) или с выводами в виде флажков (серии С156 и С157)

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение[1] $U_{пр\ м}$, *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение (при t<5 *мсек*)[1] $U_{обр.пик}$, *в*
	при $T_{корп}$=—40÷+125° С		
С154, 155, 156, 157А	100	100	200
С154, 155, 156, 157В	200	200	300
С154, 155, 156, 157С	300	300	400
С154, 155, 156, 157D	400	400	500
С154, 155, 156, 157Е	500	500	600

[1] Значения $U_{пр\ м}$ и $U_{обр.м}$ указаны только для нулевого или отрицательного напряжений на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление радиатора, при котором справедливы указанные значения $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$, равно 1,1° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . . 110 *а*

Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-26а

Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 1 000 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов ≥1,5 *мсек* . . . . 4 000 $а^2 \cdot сек$

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . —40÷+125° С

Время восстановления управляемости (наибольшее значение при $T_{корп}=+120°$ С):
для серий С154 и С156 . . . . 10 *мксек*
для серий С155 и С157 . . . . 20 *мксек*
du/dt (при $T_{корп}=+120°$ С):
для серий С154 и С156 . . . . 200 *в/мксек*
для серий С155 и С157 . . . . 100 *в/мксек*
Допустимая величина прямого тока на интервале отпирания см. рис. 22-2-26б.

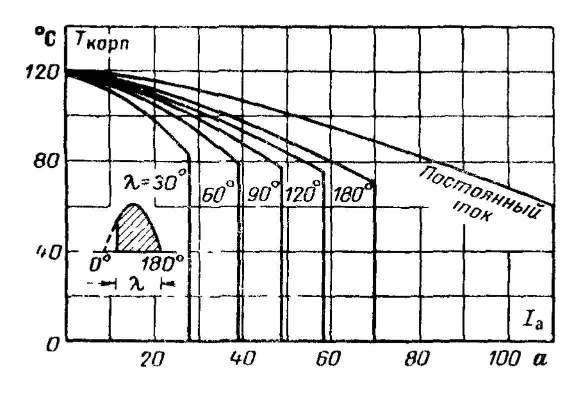


Рис 22-2-26а Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости

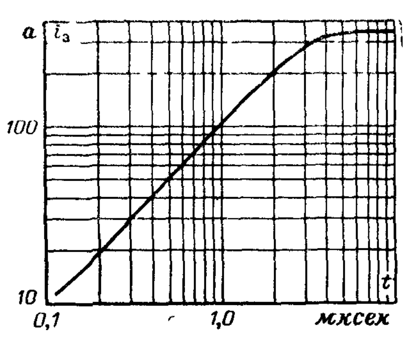


Рис 22-2-26б Предельный анодный ток на интервале отпирания.

Начальное анодное напряжение равно $U_{пр\ м}$. Частота 0—400 *гц*. $T_{пер}$ непосредственно перед отпиранием —40—+125° С Источник управляющих импульсов. э д с. 20 *в*, сопротивление 15 *ом* время нарастания импульса 0,1 *мксек*.



С350

27. Тиристоры серии С350 на среднее значение тока 110 *а* и напряжение до 1 300 *в*

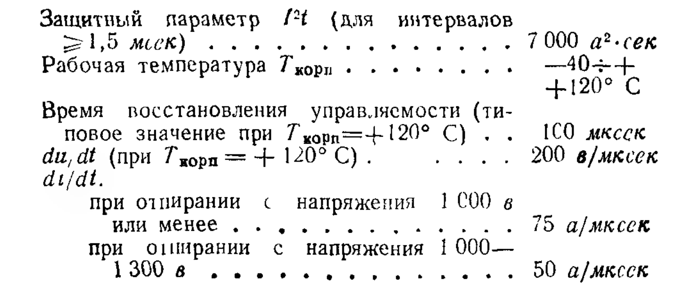
Конструктивное исполнение типа «Пресс-Пак» позволяет при уменьшенных габаритах и весе иметь высокую нагрузочную способность по току, особенно в случае двустороннего охлаждения Возможность «прямого» или «обратного» монтажа исключает необходимость в вентилях с обращенной полярностью. Тиристоры этой серии имеют высокие гарантированные значения du/dt и di/dt.

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение[1] $U_{пр\ м}$, *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр\ м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение (при $t<5$ *мсек*)[1] $U_{обр\ пик}$
	при $T_{корп}=-10\div+120°$ С		
С350Е	500	500	600
С350М	600	600	720
С350S	700	700	850
С350N	800	800	950
С350Т	900	900	1 075
С350Р	1 000	1 000	1 200
С350РА	1 100	1 100	1 325
С350РВ	1 200	1 200	1 450
С350РС	1 300	1 300	1 550

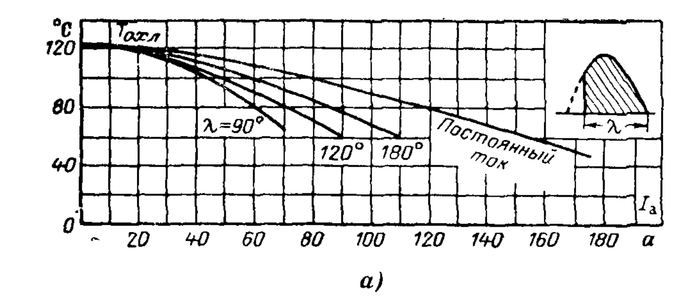
[1] Значения $U_{пр\ м}$ и $U_{обр\ м}$ справедливы только при нулевом или отрицательном напряжении на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление радиатора, при котором справедливы значения $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$, равно 1,1° С/*вт*.

Характеристики и максимально допустимые параметры

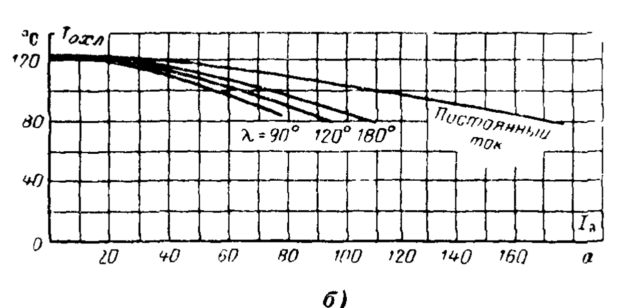
Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-27а и рис. 22-2-27б
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 1 300 *а*



Защитный параметр I^2t (для интервалов $\geqslant 1,5$ *мсек*)	7 000 $a^2 \cdot$ *сек*
Рабочая температура $T_{корп}$	$-40 \div +$ $+120°$ C
Время восстановления управляемости (типовое значение при $T_{корп} = +120°$ C)	100 *мксек*
du/dt (при $T_{корп} = +120°$ C)	200 *в/мксек*
di/dt:	
при отпирании с напряжения 1 000 *в* или менее	75 *а/мксек*
при отпирании с напряжения 1 000—1 300 *в*	50 *а/мксек*



а)



б)

Рис. 22-2-27. Максимально допустимая температура радиатора в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости. Частота 50—400 *гц*.

а — односторонний теплоотвод, *б* — двусторонний теплоотвод.



С180 и С185

28. Тиристоры серий С180 и С185 на действующее значение тока 235 *а* и напряжение до 1 300 *в*

Устойчивы к разрушению за счет прямого напряжения; имеют высокие гарантированные значения du/dt и di/dt.

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение[1] $U_{пр.м}$, *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение[1] $U_{обр.пик}$, *в*
	при $T_{корп} = -40 \div +120°$ C		
С180, 185А	100	100	200
С180, 185В	200	200	300
С180, 185С	300	300	400
С180, 185D	400	400	500
С180, 185Е	500	500	600
С180М	600	600	720
С180S	700	700	840
С180N	800	800	950
С180Т	900	900	1 075
С180Р	1 000	1 000	1 200
С180РА	1 100	1 100	1 325
С180РВ	1 200	1 200	1 450
С180РС	1 300	1 300	1 550

[1] Значения $U_{пр.м}$ и $U_{обр.м}$ указаны только для нулевого или отрицательного напряжений на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление радиатора, при котором справедливы указанные значения $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$, равно 1,5° C/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . . 235 *а*

Среднее значение прямого тока см. рис. 22 2-28

Одноперидный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 3 500 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов >1,5 *мсек* . . . . 32 000 $a^2 \cdot сек$

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . —40÷+125° С

du/dt (при $T_{пер}$=+120° С) . . . . 200 *в/мксек*

di/dt,

при отпирании с напряжения 500 *в* и менее . . . . 100 *а/мксек*

500—1 000 *в* . . . . 75 *а/мксек*

1 000—1 300 *в* . . . . 50 *а/мксек*

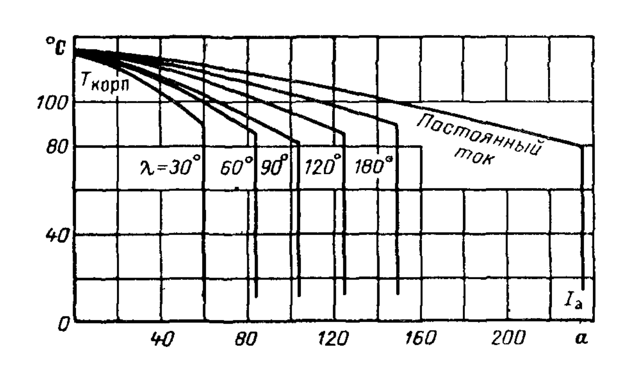
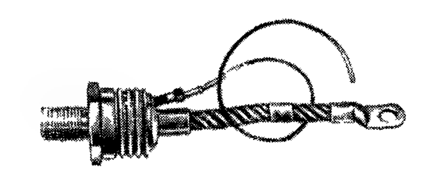


Рис. 22-2 28 Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости.
Частота 50—400 *гц*



С280

29. Тиристоры серии С280 на действующее значение тока 235 *а* и напряжение до 1 700 *в*

Серия С280 является наиболее высоковольтной, характеризуется гарантированным значением di/dt

Тип	Прямое напряжение отпирания $U_{отп}$ (не менее) и максимальное обратное повторяющееся напряжение $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение (t<5 *мсек*) $U_{обр.и.м}$, *в*	Максимальное прямое неразрушающее напряжение, *в*
	при $T_{пер}$=—40÷+125° С	при $T_{пер}$=25÷+125° С	
C280S	700	800	1 000
C280N	800	900	1 000
C280T	900	1 000	1 200
C280P	1 000	1 100	1 200
C280PA	1 100	1 200	1 300
C280PB	1 200	1 300	1 300
C280PC	1 300	1 400	1 400
C280PD	1 400	1 500	1 500
C280PE	1 500	1 600	1 600
C280PM	1 600	1 700	1 700
C280PS	1 700	1 800	1 800

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . . 235 *а*

Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-29а и рис. 22-2-29б

Одноперидный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 3 500 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов ≥1,5 *мсек* . . . . 32 000 $a^2 \cdot сек$

Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . —40÷+125° С

Время восстановления управляемости . . . По согласованию

du/dt (при $T_{пер}$=+125° С) . . . . . . 100 *в/мксек*

di/dt (при $T_{пер}$=+125° С) . . . . . . 50 *а/мксек*

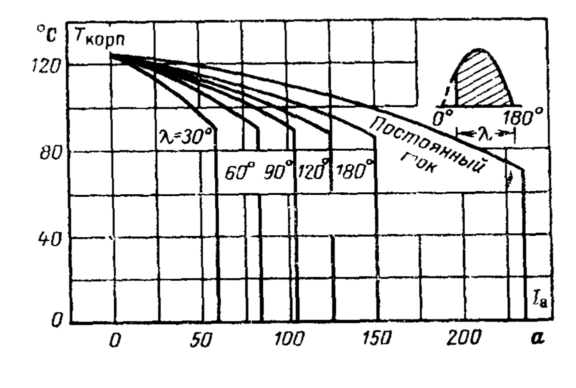


Рис 22 2-29а Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости

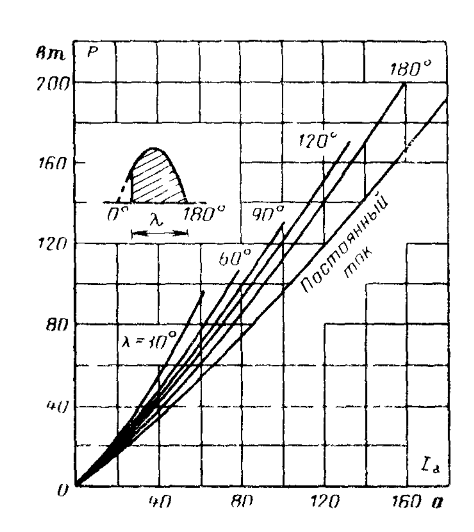


Рис 22-2-29б Среднее значение мощности потерь P в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости. $T_{пер} = +125°$ С.



C380

30. Тиристоры серии С380 на среднее значение тока 230 *а* и напряжение до 1 300 *в*

Конструктивное исполнение тиристоров типа «Пресс-Пак» позволяет при уменьшенных габаритах и весе иметь высокую нагрузочную способность по току, особенно в случае двустороннего охлаждения. Возможность «прямого» или «обратного» монтажа исключает необходимость в вентилях с обращенной полярностью Тиристоры этой серии имеют высокие гарантированные значения di/dt и du/dt

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение[1] $U_{пр.м}$, *в*	Максимальное обратное повторяющееся напряжение[1] $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение (при $t<5$ *мсек*)[1] $U_{обр.пик}$, *в*
	при $T_{корп} = -40 \div +120°$ С		
C380A	100	100	200
C380B	200	200	300
C380C	300	300	400
C380D	400	400	500
C380E	500	500	600
C380M	600	600	600
C380S	700	700	840
C380N	800	800	950
C380T	900	900	1 075
C380P	1 000	1 000	1 200
C380PA	1 100	1 100	1 325
C380PB	1 200	1 200	1 450
C380PC	1 300	1 300	1 550

[1] Значения $U_{пр.м}$ и $U_{обр.м}$ относятся только для нулевого и отрицательного напряжений на управляющем электроде. Наибольшее тепловое сопротивление, при котором справедливы указанные значения $U_{обр.м}$ и $U_{обр.пик}$, равно 1,5° С/*вт*.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Среднее значение прямого тока зависит от угла проводимости см. рис. 22-2-30а и рис. 22-2-30б

Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 3 500 *а*

Защитный параметр I^2t для интервалов ⩾1,5 *мсек* . . . . 32 000 $а^2 \cdot сек$

Рабочая температура $T_{корп}$ . . . . —40÷+ +120° С

Время восстановления управляемости (типовое значение при $T_{корп}$=+120° С):

для типов A, B, C, D, E . . . . 30 *мксек*

для типов M, S, N, T, P . . . . 75 *мксек*

для типов PA, PB, PC . . . . 125 *мксек*

du/dt (при $T_{корп}$=+120° С) . . . . 200 *в/мксек*

di/dt при отпирании:

от начального напряжения 500 *в* и менее 100 *а/мксек*

от начального напряжения 500—1 000 *в* 75 *а/мксек*

от начального напряжения 1 000—1 300 *в* 50 *а/мксек*

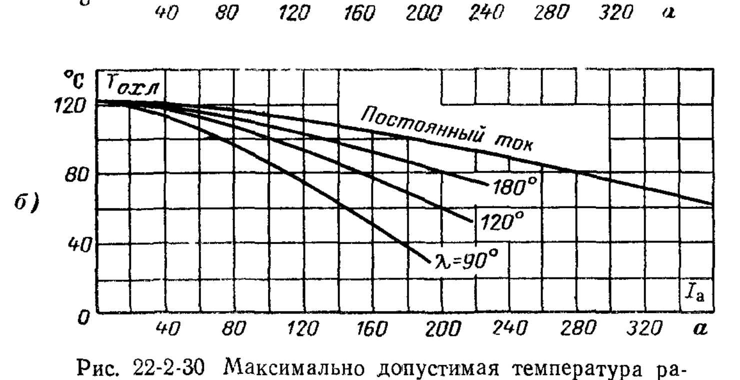
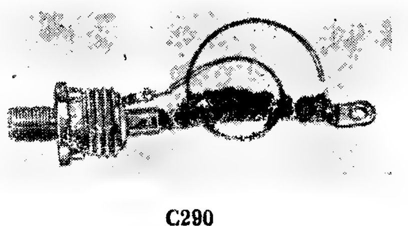
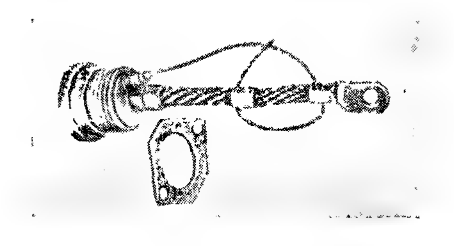


Рис. 22-2-30 Максимально допустимая температура радиатора в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости. Частота 50—400 *гц*.

а — односторонний теплоотвод; *б* — двусторонний теплоотвод.



C290



C291

31. Тиристоры серий C290 и C291 на действующее значение тока 470 *а* и напряжение до 1 200 *в*

Выпускаются в двух модификациях корпуса, имеют гарантированные значения *du/dt* и *di/dt*.

Тип	Прямое запираемое напряжение и максимальное обратное повторяющееся напряжение $U_{пр.м}$ и $U_{обр.м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение (*t*<5 *мсек*) $U_{обр.пик}$, *в*	Максимальное прямое неразрушающее напряжение, *в*
	при $T_{пер}$=—40÷+125° С	при $T_{пер}$=+25÷+125° С	
C290F	50	100	400
C290A	100	200	400
C290B	200	300	400
C290C	300	400	400
C290D	400	500	500
C290E, C291E	500	600	600
C290M, C291M	600	700	700
C290S, C291S	700	800	800
C290N, C291N	800	900	900
C290T, C291T	900	1 000	1 000
C290P, C291P	1 000	1 100	1 100
C290PA, C291PA	1 100	1 200	1 200
C290PB, C291PB	1 200	1 300	1 300

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . . . 470 *а*
Среднее значение прямого тока см. рис. 22-2-31а и рис. 22-2-31б
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 5 500 *а*
Защитный параметр I^2t для интервалов >8,3 *мсек* . . . . 120 000 $a^2 \cdot сек$
Рабочая температура $T_{пер}$ . . . . −40 ÷ +125° С
Время восстановления управляемости . . . . По согласованию
du/dt (при $T_{пер}$=+125° С) . . . . 100 *в/мксек*
di/dt (при $T_{пер}$=+125° С) . . . . 50 *а/мксек*

Рис. 22-2-31а. Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости. Частота 50—400 *гц*.

Рис. 22-2-31б. Среднее значение мощности потерь *P* в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости. Частота 50—400 *гц*, $T_{пер}$ = +125° С.

C500X1



32. Тиристорный блок С500Х1

Блок С500Х1 состоит из двух встречно-параллельно соединенных тиристоров, смонтированных между двумя охлаждаемыми водой теплоотводами (возможна также поставка блока С500 с двумя встречно-параллельно соединенными тиристорами либо блока с одним тиристором, рассчитанных на воздушное охлаждение).



Параметры

Действующее значение тока (длительно) . . 1 200 *а*
Однопериодный ударный ток . . . . 7 000 *а*
Десятипериодный ударный ток . . . . . . 4 000 *а*
Запираемое напряжение (длительно) . . . . 1 800 *в*
Максимальная рассеиваемая мощность (при действующем значении тока 1 200 *а* и угле проводимости 360°) . . . . 1 850 *вт*
Тепловое сопротивление от перехода до охлаждающей воды (на один элемент) . . . 0,12° С/*вт*
Расход воды, необходимый для режима наибольшего тока (при ее наибольшей температуре 40° С) . . . . 4,5 *л/мин*
Вес . . . . 6,8 *кг*

На рис. 22-2-32а показаны зависимости рассеивающей мощности от действующего значения тока при различных значениях угла проводимости, на рис. 22-2-32б — зависимость допустимой амплитуды ударного тока синусоидальной формы от числа периодов его протекания (при $f = 60$ *гц*).

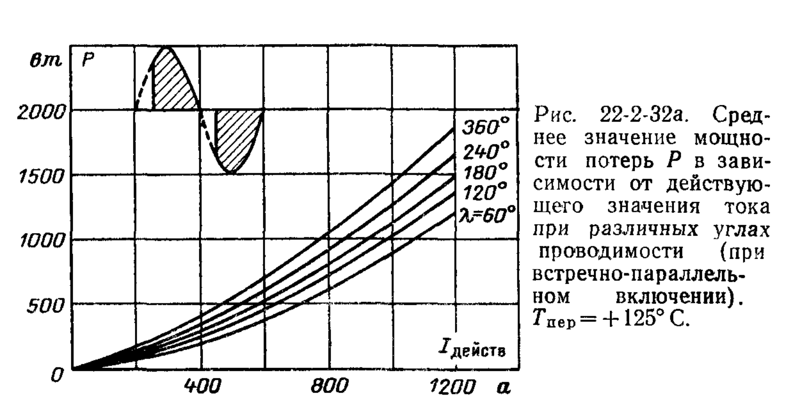


Рис. 22-2-32а. Среднее значение мощности потерь P в зависимости от действующего значения тока при различных углах проводимости (при встречно-параллельном включении). $T_{пер} = +125°$ C.

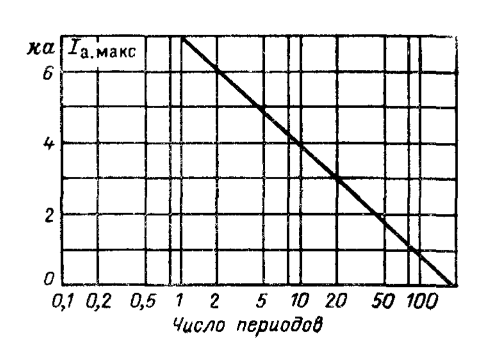
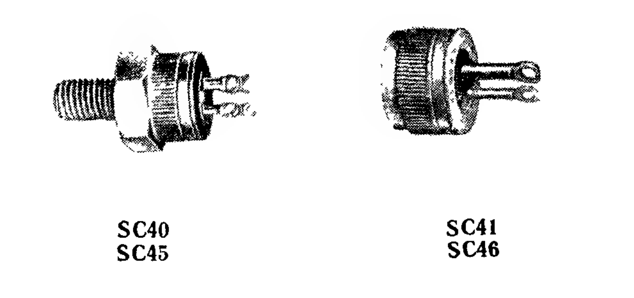


Рис. 22-2-32б. Максимальный ударный ток в зависимости от числа периодов его протекания (предварительно вентиль был нагружен номинальным током).

22-3. КРАТКИЕ СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ПО ТРИОДНЫМ ДВУНАПРАВЛЕННЫМ ТИРИСТОРАМ И БЛОКАМ НА ИХ ОСНОВЕ



1. Двунаправленные тиристоры серий SC40, SC41, SC45 и SC46

Каждый двунаправленный тиристор (триак) заменяет два встречно-параллельно включенных обычных тиристора, но имеет один управляющий электрод.

Характеристики и максимально допустимые параметры

	C40B C41B	C40D C41D	C45B C46B	C45D C46D
Напряжение отпирания (в любом направлении) не менее, *в*	±200	±400	±200	±400
Действующее значение тока при $T_{корп} = 75°$ C (см. рис. 22-3-1в), *а*	6	6	10	10
Однопериодный ударный ток ($T_{пер} = 100°$ C), *а*	50	50	80	80
Рабочая температура $T_{пер}$ . . .	—40÷+ +100° C		—25÷+ +100° C	
Амплитуда тока утечки (в любом направлении, $T_{пер} = 100°$ C), *ма*	2	5	2	5

2. Блоки на основе двунаправленных тиристоров

Показанные на рис. 22-3-2,*а* — *ж* семь схем выпускаются в виде готовых блоков с двунаправленными тиристорами как на 6, так и на

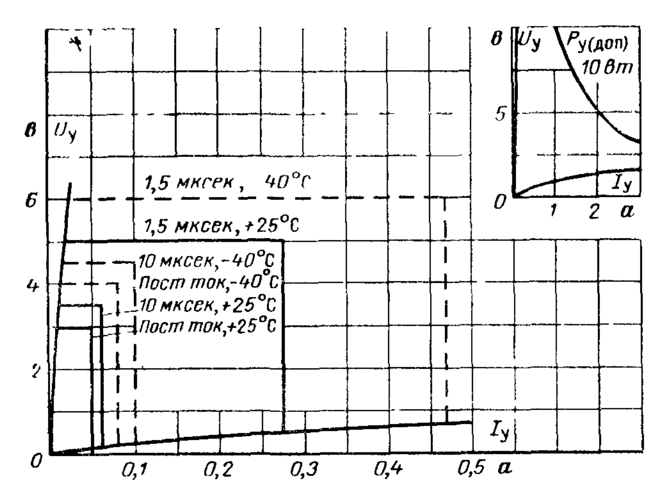


Рис 22 3-1а. Характеристики двунаправленных тиристоров при управлении импульсами и на постоянном токе (Вывод B_2 положителен, управляющее напряжение отрицательно). Горизонтальные и вертикальные линии ограничивают зоны точек отпирания при длительности импульсов 1,5 и 10 *мксек* и при управлении постоянным током при температуре перехода —40 и +25° С. Управляющие импульсы прямоугольные с временем нарастания не более 10% от длительности импульса, прикладываются по отношению к основному выводу B_1. Напряжение питания анодной цепи 12 *в*, сопротивление 60 *ом* при +25° С и 25 *ом* при —40° С. Управление отрицательными импульсами при положительном основном выводе B_2

10 *а* и рассчитаны на питание от сети переменного тока с напряжением как 115, так и 230 *в* (действующие значения)

Все эти блоки имеют теплоотвод, изолированный от токоведущих деталей, что позволяет монтировать их непосредственно на металлическом каркасе электроустановок

Эти семь схем обеспечивают решение большого числа практических задач, включая регулирование напряжения, регулирование скорости конденсаторных двигателей небольшой мощности, регулирование нагревателей, плавное регулирование мощности, подводимой к лампам (темнители света), и др (см разд 7).

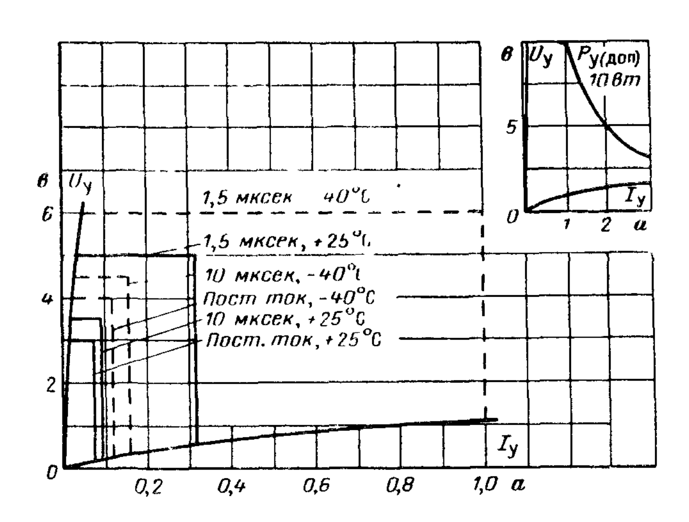


Рис 22-3 1б. То же, что рис 22-3 1а, но управление положительными импульсами при положительном B_2 и отрицательными импульсами при отрицательном B_2

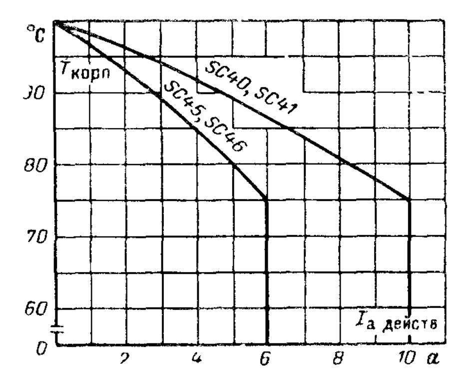
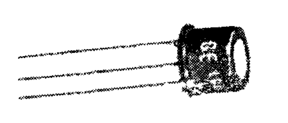


Рис. 22 3-1в Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от действующего значения тока. Частота 60 *гц*. Любой способ управления.

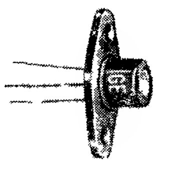
Рис 22-3-2 Схемы блоков, выполненных на базе двунаправленных тиристоров Пунктиром показаны вынесенные органы управления (переменные резисторы, маломощные контакты, термисторы)

а — основная схема регулирования напряжения *б* — схема регулирования напряжения с расширенным диапазоном, *в* — то же, что *б* но с подавлением радиопомех, *г* — статический ключ и регулятор напряжения с подавлением радиопомех; *д* — регулятор скорости двигателя, *е* — то же, что *а*, но с подавлением радиопомех, *ж* — статический ключ переменного тока.

22-4 КРАТКИЕ СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ПО ФОТОТИРИСТОРАМ



L8
L9



L811
L911

Триодные фототиристоры серий L8, L9, L811 и L911 на действующее значение тока 1,6 *а* и напряжение до 200 *в*

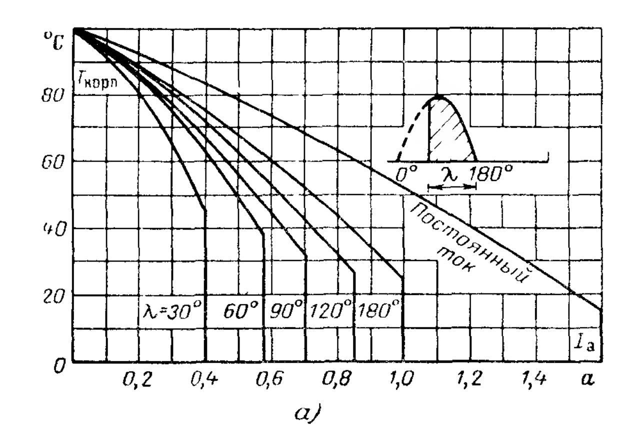
Фототиристоры серий L811 и L911 идентичны по своим параметрам приборам серий L8 и L9 соответственно, но выполнены в корпусе с овальным фланцем с двумя отверстиями для крепления к радиатору

Тип	Максимальное прямое запираемое напряжение $U_{пр\ м}$* при $R_{у\ к}$=56 *ком*, *в*	Рабочее и максимальное обратное повторяющееся напряжение $U_{обр\ м}$, *в*	Максимальное обратное неповторяющееся напряжение (при *t*<5 *мсек*) $U_{обр\ пик}$, *в*
	при $T_{пер}$=−65÷+100° C		
L8U, L9U	25	25	40
L8F, L9F	50	50	75
L8A, L9A	100	100	150
L8G, L9G	150	150	225
L8B, L9B	200	200	300

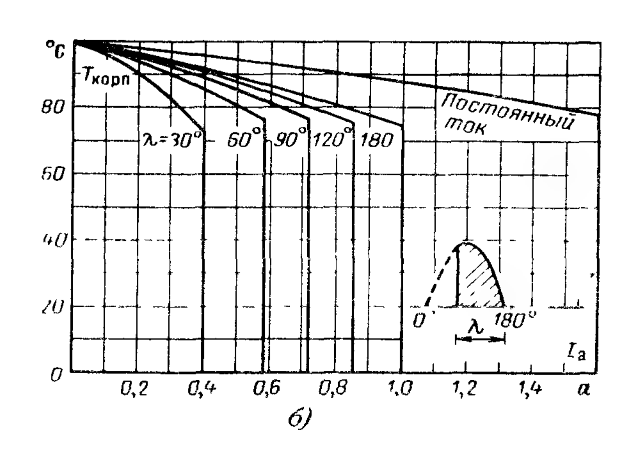
* При $H_{эфф}$<0,08 *мвт/см²* для L8 и $H_{эфф}$<0,02 *мвт/см²* для L9.

Характеристики и предельно допустимые параметры

Действующее значение прямого тока . . . 1,6 *а*
Среднее значение прямого тока см. рис. 22-4-1а и 22-4-1б
Однопериодный ударный прямой ток (неповторяющийся) . . . . 15 *а*
Защитный параметр I^2t (для выбора предохранителей) для интервалов ⩾1,5 *мсек* . 0,5 *а²·сек*
Максимальное обратное напряжение на управляющем электроде . . . . 6 *в*



а)



б)

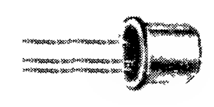
Рис. 22-4-1 Максимально допустимая температура корпуса в зависимости от среднего значения прямого тока при различных углах проводимости. Частота 60 *гц*, активная или индуктивная нагрузка.

а — фототиристоры серий L8 и L9, монтируемые на выводах; *б* — фототиристоры серий L811 и L911 с овальным фланцем на корпусе, монтируемые на радиаторе.

Рабочая температура $T_{пер}$	—65÷+ +100° С
Прямой и обратный токи утечки (при $T_{пер}$=+100° С, $R_{ук}$=56 *ком*):	
типовое значение	75 *мка*
наибольшее значение	560 *мка*
Время восстановления управляемости, типовое значение (при $T_{пер}$=+100° С, $R_{ук}$=100 *ом*)	40 *мксек*
Эффективная облученность, необходимая для отпирания $H_{эо}$, см. табл.	

Тип	$H_{эо}$, *мвт/см²*			
	Наименьшая	Типовая	Наибольшая	Условия измерения
L8	0,68	5,0	10,0	$T_{пер}$=+25° С; $U_{пр}$=6 *в*, $R_{нагр}$=100 *ом*, $R_{ук}$=56 *ком*
L9	0,68	2,0	4,2	
L8	0,15	2,0	6,0	$T_{пер}$=+100° С; $U_{пр}$=6 *в*, $R_{нагр}$=100 *ом*, $R_{ук}$=56 *ком*
L9	0,15	0,7	2,5	
L8	0,9	15,0	50,0	$T_{пер}$=—65° С; $U_{пр}$=6 *в*, $R_{нагр}$=100 *ом*, $R_{ук}$=56 *ком*
L9	0,9	4,0	20,0	
L8	0,02	—	—	$T_{пер}$=+100° С; $R_{ук}$=56 *ком*, $R_{нагр}$=500 *ом*, $U_{пр}=U_{пр.м}$
L9	0,02	—	—	

22-5. КРАТКИЕ СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ПО СПЕЦИАЛЬНЫМ ПРИБОРАМ



2N2646 и 2N2647

1. Однопереходные транзисторы (ОПТ) типов 2N2646 и 2N2647

Однопереходные кремниевые транзисторы типов 2N2646 и 2N2647 имеют структуру, существенно отличную от структуры ОПТ других типов, в результате чего у них напряжение насыщения и токи в точке максимума и в точке минимума характеристики меньше, а амплитуда напряжения на базе *1* больше. Кроме того, эти приборы быстрее переключаются. ОПТ типа 2N2646 предназначен для устройств общепромышленного назначения, где на первом месте стоят простота схем и низкая стоимость; этот прибор весьма подходит для схем управления тиристорами и для других применений,

где необходимы импульсы с амплитудой не меньше определенной величины. ОПТ типа 2N2647 предназначен для устройств, где необходимы малый эмиттерный ток утечки и эмиттерный ток в точке максимума характеристики (т. е. ток отпирания), например для времязадающих схем с большой постоянной времени; он также подходит для формирователей, генерирующих импульсы управления для двунаправленных и мощных однонаправленных тиристоров.

Предельно допустимые параметры ($T=25°$ C)

Рассеиваемая мощность[1]	300 *мвт*
Действующее значение тока эмиттера	50 *ма*
Максимальный эмиттерный ток[2]	2 *а*
Обратное напряжение на эмиттере	30 *в*
Междубазовое напряжение	35 *в*
Рабочая температура	—65 ÷ +125° C
Температура хранения	—65 ÷ +150° C

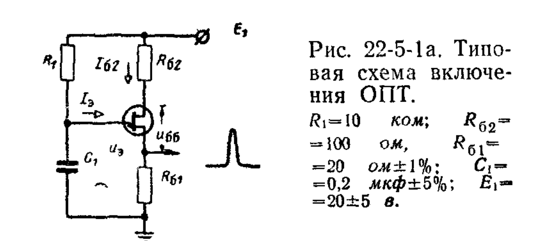


Рис. 22-5-1а. Типовая схема включения ОПТ.

$R_1=10$ *ком*; $R_{б2}=100$ *ом*, $R_{б1}=20$ *ом* ±1%; $C_1=0{,}2$ *мкф* ±5%; $E_1=20\pm5$ *в*.

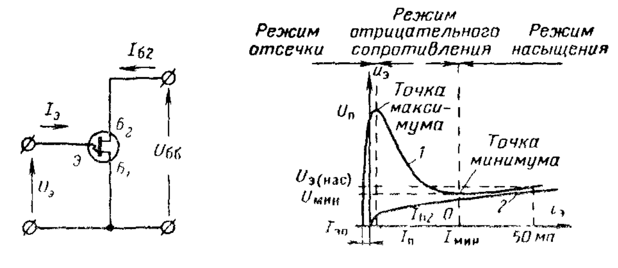


Рис. 22-5-1б. Обозначение токов и напряжений ОПТ (слева) и вольт-амперная характеристика промежутка эмиттер — база 1 и ее характерные точки (справа).

1 — в реальной схеме; *2* — диодная характеристика

Электрические характеристики (при $T=25°$ C)[1]

Параметры	Обозначение	2N2646 Наименьшее	2N2646 Типовое	2N2646 Наибольшее	2N2647 Наименьшее	2N2647 Типовое	2N2647 Наибольшее
Внутренний параметр (при $U_{б.б}=10$ *в*)[4]	η	0,56	0,65	0,75	0,68	0,72	0,82
Междубазовое сопротивление ($U_{б.б}=3$ *в*, $I_э=0$), *ком*	$R_{б.б0}$	4,7	7	9,1	4,7	7	9,1
Эмиттерное напряжение насыщения[2] ($U_{б.б}=10$ *в*, $I_э=50$ *ма*), *в*	$U_{э.нас}$	—	2	—	—	2	—
Модулируемый междубазовый ток ($U_{б.б}=10$ *в*, $I_э=50$ *ма*), *ма*	$I_{б.б.мод}$	—	12	—	—	12	—
Эмиттерный обратный ток ($U_{б2э}=30$ *в*, $I_{б1}=0$), *мка*	$I_{э.обр}$	—	0,05	12	—	0,01	0,2
Эмиттерный ток в точке максимума характеристики ($U_{б.б}=25$ *в*), *мка*	$I_{э1}$	—	0,4	5	—	0,4	2
Эмиттерный ток в точке минимума ($U_{б.б}=20$ *в*, $R_{б2}=100$ *ом*), *ма*	$I_{э2}$	4	6	—	8	11	18
Амплитуда напряжения на базе 1[3], *в*	$U_{б.макс}$	3,0	6,5	—	6,0	7,5	—

[1] При повышении окружающей температуры необходимо снижать рассеиваемую мощность на 3 *мвт* на 1° С. Полная рассеиваемая мощность определяется токами в цепи эмиттера и базы *2* и напряжениями на этих электродах относительно базы *1*.

[2] То есть разряд через ОПТ конденсатора 10 *мкф* или менее, заряженного до 30 *в* или менее.

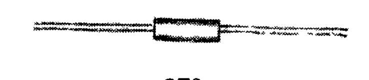
[3] Это напряжение измеряется в схеме рис. 22-5-1а. Оно необходимо для оценки способности ОПТ отпирать тиристоры и их пригодности для других импульсных схем.

[4] Внутренний параметр η определяется соотношением

$$U_{э\,м}=\eta U_{б\,б}+U_д,$$

где $U_{э\,м}$ — напряжение на эмиттере в точке максимума характеристики; $U_{б\,б}$ — междубазовое напряжение; $U_д$ — напряжение диода, эквивалентного эмиттерному переходу (около 0,5 *в*)

Параметр η мало зависит от температуры и междубазового напряжения.



ST2

2. Двунаправленный переключающий диод (ДПД) типа ST2

Двунаправленный переключающий диод (диак) является кремниевым симметричным диодным переключателем, который может быть использован для отпирания как двунаправленных, так и однонаправленных триодных тиристоров. Этот прибор имеет трехслойную структуру, обладающую на вольт-амперной характеристике участками отрицательного сопротивления в I и III квадрантах, т. е. при обеих полярностях приложенного напряжения (см. рис. 22-5-2а и 22-5-2б).

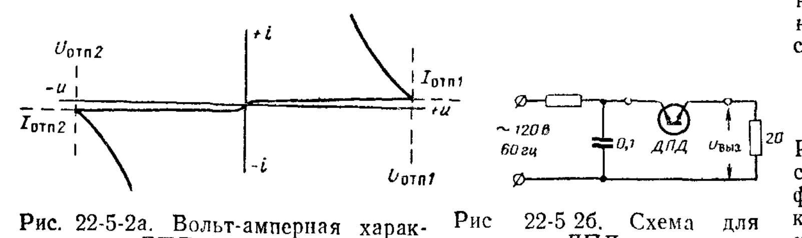


Рис. 22-5-2а. Вольт-амперная характеристика ДПД

Рис 22-5 2б. Схема для проверки ДПД.

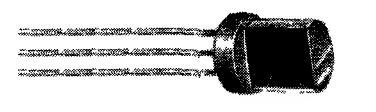
Номинальные параметры при $T_{окр}$=50° С

Максимальный ток (длительность импульса 10 *мксек*, частота повторения 120 *гц*) . . . . . ±2 *а*
Амплитуда выходного напряжения (в схеме рис. 22-5-2б) не менее . . . . ±3 *в*

Характеристические параметры при $T_{окр}$=+25° С

Параметры	Обозначение	Значения		
		наименьшее	типовое	наибольшее
Напряжение отпирания, *в*	$U_{отп1}$ и $U_{отп2}$	28	32	36
Температурный коэффициент напряжения отпирания, %/°С	—	—	0,1	—
Ток отпирания, *мка* . .	$I_{отп1}$, $I_{отп2}$	—	—	200
Симметрия напряжений отпирания	—	$U_{отп1}=(1\pm0,1)U_{отп2}$		

Следует отметить, что ДПД типа ST2 выпускаются опытными партиями, и в дальнейшем по мере их усовершенствования вышеуказанные характеристики и параметры могут быть изменены.



3. Кремниевый односторонний ключ (КОК) типа D13P1 (Silicon unilaterated switch, SUS)

Прибор типа D13P1 является по существу диодным тиристором и имеет характеристики, близко соответствующие характеристикам «идеального» четырехслойного диода. Прибор выполнен на основе кремниевой интегральной структуры, обеспечивающей напряжение отпирания 8 *в*, падение напряжения в отпертом состоянии 1,75 *в* при токе 200 *ма* и температурный коэффициент напряжения отпирания менее 0,05%/°С. Вывод управляющего электрода делает доступным для подключения к внешней схеме базу эквивалентной транзисторной структуры *p-n-p* и катод стабилитрона (рис 22-5-3а)

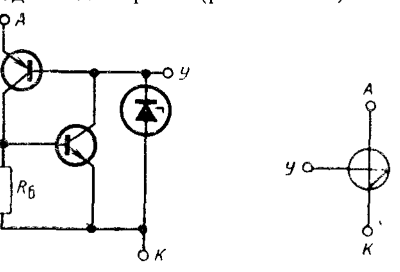


Рис. 22-5-3. Эквивалентная схема структуры (*а*) и графическое обозначение (*б*) кремниевого одностороннего ключа.

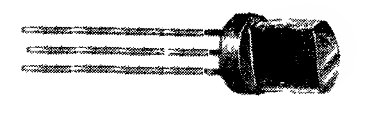
Прибор КОК специально предназначен для схем типа триггера и ждущего мультивибратора, в которых стабильность напряжения отпирания должна сохраняться в широком температурном диапазоне. Подобные приборы хорошо подходят для бесконтактной телефонии, цепей управления двунаправленными и однонаправленными тиристорами и для разнообразных логических устройств и устройств памяти.

Предельные параметры и характеристики (при T=25° С, если не оговорены другие значения)

Максимальное обратное напряжение . . 30 *в*
Прямой постоянный ток[1] . . . . 200 *ма*
Амплитуда повторяющегося прямого тока (длительность импульса 10 *мксек*, частота повторения 1 *кгц*, окружающая температура 100° С) . . . . . . 1 *а*
Амплитуда неповторяющегося прямого тока (длительность 10 *мксек*, $T_{окр}$=25° С) . . . . 5 *а*

[1] При увеличении температуры до 150° С прямой ток должен линейно снижаться до нуля.

Рабочая температура $T_{пер}$	—55÷+150° C
Прямое напряжение отпирания	10 *в*
Прямой ток отпирания	500 *мка*
Удерживающий ток	1,5 *ма*



D13Q1

4. Кремниевый двусторонний ключ (КДК) типа D13Q1 (Silicon bilateral switch, SBS)

Многослойный прибор типа D13Q1 изготавливается планарным методом и обладает симметричной вольт-амперной характеристикой с участками отрицательного сопротивления. Прибор выполнен на базе кремниевой интегральной структуры, что обеспечивает типовое значение напряжения отпирания около 8 *в* и весьма высокую симметрию характеристик в обоих направлениях. Температурный коэффициент напряжения отпирания менее 0,05%/°C. Управляющий вывод предусмотрен для подключения внешней схемы к точке соединения катодов стабилитронов и баз транзисторных *p-n-p* структур (рис. 22-5-4,*а*).

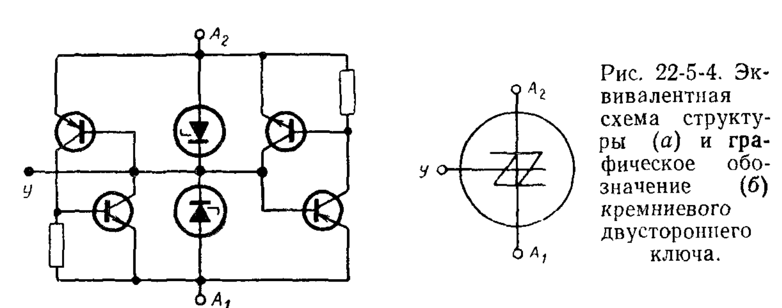


Рис. 22-5-4. Эквивалентная схема структуры (*а*) и графическое обозначение (*б*) кремниевого двустороннего ключа.

Приборы КДК специально предназначены для применений, когда важны стабильность напряжения отпирания в широком температурном диапазоне и симметричность характеристик в обоих направлениях. Они хорошо подходят для одно- и двухполупериодного управления однонаправленными и двунаправленными тиристорами в низковольтных схемах с фазовым регулированием.

Так как прибор имеет симметричные характеристики, то все указанные для КОК типа D13P1 (кроме максимального обратного напряжения) параметры относятся к любому направлению протекания тока.

ЛИТЕРАТУРА

1-1. Nomenclature and Definitions for Semiconductor Devices, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, IEC Document 47 (Central Office), 43, August 1964.

1-2. Warburton, Lootens, Staviski, Pressure Contact Semiconductor Devices, IEEA IGA Conference Record, October 1966.

1-3. Джентри Ф., Гутцвиллер Ф., Голоньяк Н, фон Застров Э., Управляемые полупроводниковые вентили, перев. с англ. под ред. В. М. Тучкевича, изд во «Мир», 1967.

1-4. Молл, Таненбаум, Голдей и Голоньяк, Полупроводниковые переключающие приборы типа *p-n-p-n*, Proc IRE, vol. 44, Sept. 1956, русский перевод в сб. «Полупроводниковые управляемые вентили» (под ред. В. Г. Комара и В. А. Лабунцова), Госэнергоиздат, 1962.

1-5. Gentry, Scace and Flowers, Bidirectional Triode *p-n-p-n* Switches, Proceedings of the IEEE, vol. 53, № 4, April 1965.

3-1. Gutzwiller F. W. and Sylvan T. P., Power Semiconductors Under Transient and Intermittent Loads, AIEE Transactions, Part 1, Communications and Electronics, 1960, p. 699—706.

3-2. Bisson D. K., The Rating and Application of a Silicon Power Rectifier, Rectifiers in Industry, June 1957, publication T-93, American Institute of Electrical Engineers, New York, N. Y.

3-3. Gutzwiller F. W., Rating and Application of Germanium and Silicon Rectifiers, Communication and Electronics, AIEE Transactions, January 1957, p. 753—757.

3-4. Mapham N, The Ratings of SCR's When Switching Into High Currents, IEEE CP 63-498, Winter General Meeting, New York, N. Y., January 1963.

3-5. Hamburger T., Wood C. H., Gardenghi R. A., How To Get More Power From Radar Modulators, Electronic Design, September 13, 1963.

3-6. Hey J. C., Better Utilization of SCR Capability With AC Inductive Loads, EDN, May 1966, p. 90—100

3-7. Джентри Ф. и др, Управляемые полупроводниковые вентили, перев. с англ под ред. В. М Тучкевича, изд-во «Мир», 1967 (гл. 4).

4-1. Glow Lamp Manual and Miniature Lamp, Bulletin 3—3474, General Electric Company, Nela Park, Cleveland, Ohio, 1963.

4-2. Linville J. C. and Gibbons J. F., Transistors and Active Elements, McGraw-Hill Co., New York, 1964

4-3 Transistor Manual, 7th Edition, Unijunction Transistor Circuits, General Electric Company, Syracuse, N. Y., 1964, Publication 450.37.

4-4. Zimmerman H. J. and Mason S. J., Electronic Circuit Theory, John Wiley and Sons, New York, N. Y., 1960, p. 457—476.

4-5. «Полупроводниковые схемы (справочник)», ред С. Шварц Перев с англ, Изд-во иностр лит., 1962, схемы 6-18—6-24.

4-6. Pirraglia J A and Rando R., A 15KC DC to DC Converter, IEEE Conference Record of the Industrial Static Power Conversion Conference. The Institute of Electric and Electronic Engineers, New York, N Y., November 1965

6-1. См. [Л. 3-4]

6-2. Mapham N., Overcoming Turn-On Effects in Silicon Controlled Rectifiers, Electronics, August 17, 1962

6-3. Manteuffel E. W. and Phillips T. A., A Shunt Loaded Magnetic Amplifier, Electro-Technology, April 1963.

6-4. Zakarevicius R. A., The Gate Cathode Connection for Controlled Rectifier Stacks, Proceedings of IEEE, October 1964.

6-5. Giorgis J., Understanding Snap Diodes, Electronic Equipment Engineering, November 1963.

6-6. Lim J. S. and Wilson K., Some Aspects of Thyristor Series Operation, Mullard Technical Communications, № 69, March 1964.

6-7. Mulica A. R., How to Use Silicon Controlled Rectifiers in Series or Parallel, Control Engineering, May 1964.

6-8. Ludbrook A., Operation of Unmatched Rectifier Diodes in Parallel Without Artificial Balancing Means, IEEE Conference 1963.

6-9. Дорторт И. К., Реакторы для равномерного распределения тока между полупроводниковыми вентилями, 1958, № 38, русский перевод в сб. «Кремниевые вентили» (под ред. В. Г. Комара), Госэнергоиздат, 1960.

9-1. Gutzwiller F. W., Phase-Controlling Kilowatts With Silicon Semiconductors, Control Engineering, May, 1959.

9-2. Cantor C., Application of Silicon Controlled Rectifiers in a Transistorized High-Response DC Servo System, AIEE CP 60-864, American Institute of Electrical Engineers, Summer General Meeting, June 1960.

9-3. См. [Л. 1-3].

11-0. Бедфорд В., Хофт Р., Теория автономных инверторов, перев. с англ. под ред. И. В. Антика, изд-во «Энергия», 1968.

1. Литература по инверторам класса А:

11-1.1. См. [Л. 11-0, гл. 3].

11-1.2. Fry W. C., An Ultrasonic Power Source Utilizing a Solid-State Switching Device, IRE International Convention Record, Part 6, 1961, vol. 8, p. 213—218.

11-1.3. Thompson R., Designing Series SCR Inverters, Electronic Design, June 7, 1963, p. 52—58, June 21, p. 62—65, July 5, p. 48—53.

11-1.4. Mapham N., Design of a Silicon Controlled Rectifier High Frequency Inverter, Semiconductor Products, September 1962.

11-1.5. Mapham N., A High Frequency Power Generator Using SCR's, Solid State Design, April 1963.

11-1.6. Duff D. L. and Ludbrook A., A High Power DC/DC Static Converter, IEEE Conference Paper 63-1157, June 1963.

11-1.7. Oberlin R. P. and Gerlach G. W., A Solid State Inverter for ASW Application, IEEE Conference Paper 63-519, 1963.

11-1.8. Kusko A. and Szpakowski B., Load Ranges of Series SCR Inverters, Electro-Technology, April 1965, p. 76—80.

11-1.9. Pirraglia J. A. and Rando R., A 15 KC-DC to DC converter, IEEE Conference Record of the Industrial Static Power Conversion Conference, November 1965.

11-1.10. Mapham N., An SCR Inverter With Good Regulation and Sine Wave Output, IEEE/IGA Conference Record, October 1966, p. 451—472. or IEEE/IGA Proceedings, April—May 1967.

2. Литература по инверторам класса В:

11-2.1. См. [Л. 11-0, гл. 8].

11-2.2. Morgan R. E, A New Magnetic-Controlled Rectifier Power Amplifier With a Saturable Reactor Controlled On Time, Communications and Electronics (AIEE Transactions, Part I), vol. 80, 1960, p. 152—155.

11-2.3. Turnbull F. G., Controlled Rectifier DC-DC 30 HP Motor Drive, Communication and Electronics, January 1963, p. 458—462.

11-2.4. McMurray W., SCR DC to DC Power Converters, 1963 Proceedings of the Intermag Conference, Washington, D. C.

11-2.5. Bulter F., Switched Thyristor Voltage Regulator, Wireless World, September 1965, p. 430—432.

11-2.6. Aoki S. and Hasegawa J, Some Regulated Power Supply Apparatus Using Morgan Circuit, 1964 Proceedings of the Intermag Conference, Washington, D. C.

11-2.7. Wiesner E. P., High-Energy Pulses Regulate 150-Amp. Power Supply, EDN, June 1964, p. 64—68.

3. Литература по инверторам класса С:

11-3.1. См. [Л. 11-0, гл. 2 и § 5-4].

11-3.2. McMurray W., Shattuck D. P., A Silicon-Controlled Rectifier Inverter With Improved Commutation, AIEE 61-718, Communication and Electronics, November 1961.

11-3.3. Murphy R. H., Nambiar K. P. P., A Design Basis for Silicon-Controlled Rectifier Parallel Inverters, The Institut of Electrical Engineer, Paper № 3642E, September 1961, p. 556—562.

11-3.4. Mokrytzki B., Pulse Width Modulated Inverters for A-C Motor Drives, 1966 IEEE International Covention Record, Part 8, p. 8—23.

4. Литература по инверторам класса D:

11-4.1. См. [Л. 11-0, § 5-1 и 8-5].

11-4.2. Jones D., Variable Pulse Width Inverter, Electronic Equipment Engineering, November 1961, p. 29—30.

11-4.3. Lawn F., Static Inverters Using SCR with Pulse Width Control, Proceedings 16th Annual Power Sources Conference, May 1962, p. 154—156.

11-4.4. Heumann K., Pulse Control of DC and AC Motors by Silicon Controlled Rectifiers, 1963 Proceedings of the Intermag Conference, Washington, D. C.

11-4.5. Mapham N. W. and Hey J. C., The Control of Battery Powered DC Motors Using SCR's in the Jones Circuit, 1964 IEEE International Convention Record, Part 4.

11-4.6. Payne R. A. and Reeyes E. S., Switch-off Circuits for SCR's Operating on DC, Mullard Technical Communications, № 65, June 1963, p. 158—161.

11-4.7. McMurray W., SCR Inverter Commutated by an Auxilary Impulse, 1964 Proceedings of the Intermag Conference, Washington, D. C.

11-4.8. Ophir D., An SCR Pre-Regulator for a Transistorized Power Supply, Electronic Engineering, January 1965, p. 36—40.

11-4.9. Bradley D. A., Clarke C. D., Davies R. M., Jones D. A., Adjustable-Frequency Invertors and Their Application to Variable Speed Drives, Proceedings of IEE, vol. 111, № 11, November 1964, p. 1833—1846.

11-4.10. Humphrey A. J., Inverter Commutation Circuits, IEEE/ICA Conference Record, October 1966, p. 97—108.

5. Литература по инверторам класса E:

11-5.1. Shay J. Sheheem, Series Transistor Controls SCR, Electrical Design News, November 1962, p. 34—35.

11-5.2. Underbrink G. P., Activated Commutation For SCR Power Inverters, Proceedings 16th Annual Power Sources Conference, May 1962, p. 150—154.

11-5.3. Watrous D. L., Harnden J. D., Jr., A D—C to D—C Power Amplifier Using External Impulse Commutation, 1964 Proceedings of the Intermag Conference, Washington, D. C.

11-5.4. Ohno E. and Akamatsu M., Variable Frequency SCR Inverter With an Auxiliary Commutation Circuit, 1965 Proceedings of the Intermag Conference, Washington, D. C.

6. Литература по инверторам класса F:

11-6.1. См. [Л. 11-0, гл. 1 и 4].

11-6.2. Biringer P. P. and Sten P. C., 1965 Proceedings of the Intermag Conference, Washington, D. C.

7. Литература по инверторам с синусоидальным выходным напряжением:

11-7.1. См. [Л. 11-0, гл. 7].

11-7.2. Turnbull F. G., Selected Harmonic Reduction in Static DC—AC Inverters, IEEE Transactions Paper 63—1011, June 1963.

11-7.3. Ott R. R., A Filter For Silicon Controlled Rectifier Commutation and Harmonic Attenuation in High Power Inverters, Communications and Electronics, May 1963, p. 259—262.

11-7.4. Flairty C. W., A 50-kva Adjustable-Frequency 24-Phase Controlled Rectifier Invertor, Direct Current, December 1961, p. 278—282.

11-7.5. Salters G., A High Power DC—AC Invertor With Sinusoidal Output, Electronic Engineering, September 1961, p. 586—591.

8. Литература по инверторам со стабилизированным выходным напряжением:

11-8.1. См. [Л. 11-0, гл. 6].

11-8.2. Manteuffel E. W. and Phillips T. A., The Shunt-Loaded Magnetic Amplifier, Communication and Electronics, January 1963.

9. Литература по импульсным модуляторам

11-9.1. Glasoe and Lebacqz, Pulse generators, McGrow Hill, New York, 1948.

11-9.2. Gateka F. A. and Embree M. L., A 300 KW Semiconductor Magnetron Modulator, 1962 International Solid-State Circuits Conference, University of Pennsylvania, February 16, 1962.

11-9.3. Hamburger T., Wood C.-H., Gardenghi R. A., How to Get More Power From SCR Radar Modulators, Electronic Design, September 13, 1963.

11-9.4. Robinson T. H., Some Characteristics of Thyristors in High-Power Modulator Circuits, Modulator Symposium, May 1966.

10. Литература по многоячейковым инверторам:

11-10.1. Thompson R., High-Frequency Silicon-Controlled-Rectifier Sinusoidal Inverter, Proceedings IEE, vol. 110, № 4, April 1963, p. 647—652.

11-10.2. Murphy R. H., Developing True Solid-State Alternators, Electronics, May 24, 1963, p. 58—61.

11-10.3. Brainard G. R., Olson W. R. and Hopper E. H., Adding SCR's to get High Power Means Smaller Transmitters, Electronics, June 13, 1966, p. 119—126.

11. Литература по преобразователям частоты с непосредственной связью (циклоконверторам):

11-11.1. Rissik H., Pitman, Mercury-Arc Current Converters (book), 1935.

11-11.2. Chirgwin K. M., Shatton L. J., Toth J. R., Precise Frequency Power Generator from an Unregulated Shaft, AIEE Transactions, Applications and Industry, vol. 79, 1960, p. 442—451.

11-11.3. Caldwell S. C., Peaslee L. R., Plette D. L., The Frequency Converter Approach to a Variable Speed, Constant Frequency System, AIEE Conference Paper 60-1076, 1960.

11-11.4. Clarke P. W., High Frequency Power Conversion (PNPN High to Low Frequency Converter), AIEE Conference Paper 62—335, 1962.

11-11.5. Nims J. W., Static Adjustable Frequency Drives, IEEE Transactions on Applications and Industry, May 1963, p. 75—79.

11-11.6. Van Eck R. A., Frequency-Changer Systems Using the Cycloconverter Principle, IEEE Transactions on Applications and Industry, May 1963, p. 163—168.

11-11.7. Hoolboom G. J., A Polyphase, All Solid State Cycloconverter, IEEE Conference Paper 63—1040, October 1, 1963.

11-11.8. Griffith D. C., Ulmer R. M., A Semiconductor Variable Speed AC Motor Drive, Electrical Engineering, May 1961, p. 350—353

11-11.9. Heck R., Meyers M., A Static-Frequency-Changer-Fed Squirrel-Cage Motor Drive, Siemens Review, № 11, November 1963, p. 401—405.

11-11.10. Plette D. L., Carlson H. G., Performance of a Variable-Speed Constant Frequency Electrical System, IEEE Trans. on Aerospace, vol. 2, № 2, April 11, 1964, p. 957—970.

11-11.11. Guyeska J. C., Jordan H. E., Cycloconverter Adjustable Frequency Drives, IEEE Textile Industry Conference, October 1—2, 1964.

11-11.12. Guyeska J. C. Jordan H. E., Static AC Variable Frequency Drive, IEEE Conference Paper 64—391, 1964.

11-11.13. Lawson L. J., Static Frequency Converter, Proceedings of the 19th Annual Power Sources Conference, May 18—20, 1965, p. 135—137.

11-11.14. Lawson L. J., Precisely Controlled 3-Phase Squirrel Cage Induction Motor Drives for Aerospace Applications, IEEE Transactions on Aerospace, June 1965, p. 93—97.

11-11.15. Chirgwin K. M., A Variable-Speed Constant Frequency Generating System for a Supersonic Transport, IEEE Transactions on Aerospace, June 1965, p. 387—392.

11-11.16. Amato C. J., Sub-Ripple Distorition Components in Practical Cycloconverters, IEEE Transactions on Aerospace, June 1965, p. 98—106.

11-11.17. Amato C. J., Analog Computer Simulation of an SCR as Applied to a Cycloconverter, Proceedings of NEC, 1965, vol. 21, p. 933—937.

11-11.18. Slabiak W., Lawson L. J., Precise Control of a 3-Phase Squirrel Cage Induction Motor Using a Practical Cycloconverter, Proceedings of NEC, 1965, vol. 21, p. 938—943.

11-11.19. Hamilton R. A., Lezan G. R., Thyristor Adjustable Frequency Power Supplies for Hot Strip Mill Run-Out Tables, IEEE Industrial Static Power Conversion Conference Record, November 1, 1965, p. 69—77.

11-11.20. Amato C. J., Variable Speed With Controlled Slip Induction Motor, IEEE Industrial Static Power Conversion Conference Record, November 1, 1965, p. 181—185.

11-11.21. Slabiak W., Optimizing Control Systems for Land Vehicles, IEEE Industrial Static Power Conversion Conference Record, November 1, 1965, p. 186—189.

11-11.22. Abraham L., Forster J., Schliephake G., AC Motor Supply With Thyristor Converters, IEEE Industrial Static Power Conversion Conference Record, November 1, 1965, p. 210—216.

11-11.23. Bowler P., The Application of a Cycloconvertor to the Control of Induction Motors, Conference on Power Applications of Controllable Semiconductor Devices, London, England, November 10—11, 1965, IEEE Publication № 17, p. 137—145.

11-11.24. Mellgren G., Thyristor Converters for Motor Drives-Some Experience in Design and Operation, Conference on Power Applications of Controllable Semiconductor Devices, London, England, November 10—11, IEEE Publication № 17, p. 230—249.

11-11.25. Amato C. J., An AC Equivalent Circuit for a Cycloconverter 1966 IEEE International Convention Record, vol. 14, Part 8, p. 23—30.

11-11.26. Lawson L. J., The Practical Cycloconverter, IEEE/IGA Conference Record, October 1966, p. 123—128.

12. Литература по системам управления инверторами:

11-12.1. См. [Л. 11-0].

11-12.2. Thompson R., How to Trigger SCR's Sequentially, Electronic Design, September 27, 1963, p 52—55.

11-12.3. Jarratt T. J., Transistorized SCR Firing Circuits, Mullard Technical Communications, vol. 7, № 65, June 1963, p. 141—157.

11-12.4. Hey J. C., Triggering SCR's Into High di/dt, EDN November 1965

11-12.5. См. [Л. 11-1.9].

12-1. Chute G. M., Electronics in Industry, McGraw-Hill Book Co, Inc., New York, Toronto and London, 2nd Ed., 1956, Chapter 25.

12-2. Честнат Г. и Майер Р., Проектирование следящих систем, перев. с англ., Госэнергоиздат, 1959.

12-3. Gille J. C., Pelegrin M. J. and Decaulne P., Feedback Control Systems — Analysis, Synthesis and Design, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, Toronto and London, 1959.

12-4. Herrick P. R and Howell E. K., Solid State Lighting Control, IEEE Convention, March 23, 1965, New York, N. Y.

15-1. Protection of Electronic Power Converters, AIEE Subcommittee on Electronic Converter Circuits, New York, 1950.

15-2. Herskind C. C., Kellogg H. L., Rectifier Fault Currents, AIEE Transactions, March 1945.

15-3. Herskind C. C., Schmidt A., Jr., Rettig C. E., Rectifier Fault Currents-II, AIEE Transactions, 1949.

15-4. Jacobs P. C., Current Limiting Fuses—Their Characteristics and Applications, AIEE Transactions, 1956.

15-5. Lebens J. C., Co-ordinated Fuse Protection for Low-Voltage Distribution Systems in Industrial Plants, AIEE Transactions, 1953.

15-6. Gentry F. E, Forward Current Surge Failure in Semiconductor Rectifiers, AIEE Transactions, vol. 77, Pt I, November 1959, p. 746—750.

15-7. Gutzwiller F. W., The Current Limiting Fuse as Fault Protection for Semiconductor Rectifiers, AIEE Transactions, vol. 77, Pt I, November 1958, p. 751—755.

15-8. Fitzgerald E. M., Stewart V. N., High-Capacity Current-Limiting Fuses Today, AIEE Transactions, vol. 78, Pt III, October 1959, p. 937—947.

15-9. Kaufman R. H., Low Voltage Current Limiting Fuses Switches-Circuit Breakers, G—E Industrial Engineering News, July-August 1954.

15-10 Gutzwiller F. W., Overcurrent Protection of Semiconductor Rectifiers, *Electrical Manufacturing*, April 1959, p. 106—114.

16-1. Martin R. C., RC Transient Suppression Circuits for Silicon Rectifiers, AIEE Winter General Meeting, 1959.

16-2. Gutzwiller F. W., Rating and Application of Germanium and Silicon Rectifiers, Communication and Electronics, January 1957, p. 753—757.

16-3. Gutzwiller F. W., Rectifiers in High Voltage Power Supplies, *Electronic Design*, July 23, p. 32—35.

16-4. Sphere Spark Gaps, Standard Handbook for Electrical Engineers, 8th Edition, McGraw-Hill Book Company, 1949, p. 121—122.

16-5 Meador J. R., Calibration of the Sphere Gap, Electrical Engineering, June 1934, p. 942—948.

16-6. Johnstone J. H., The Spark Gap-New Circuit Component, *Electronic Industries*, *August* 1956.

16-7. Gutzwiller F. W., Rectifier Voltage Transients: Gauses, Detection, Reduction, Electrical Manufacturing, December 1959, p. 167—173.

16-8. Gutzwiller F. W., Portable Transient Voltage Indicator, Electronic Equipment Engineering, February 1961, p. 68—70.

17-1. *Method of Measuring Radio Noise*, 1940 Report of Joint *Coordination Committee on Radio Reception of* E. E. I., NEMA and R. M. A.

17-2 *Frequency Analysis Modulation and Noise*, book, Stanford *Goldman*, McGraw Hill Inc., New York, 1948.

17-3. Radio Frequency Interference, серия статей в журнале Electronic Industries, 1960—1961.

20-1. Dyer R. F. and Houghton G. K., Turn-Off Time Characterization and Measurement of Silicon Controlled Rectifiers, AIEE Conference, 1961.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ